

# **Ein Verfahren zur störungsarmen Erfassung der Pulsfrequenz unter Bewegungsbedingungen**

Dissertation  
zur  
Erlangung des akademischen Grades  
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)  
der Fakultät für Informatik und Elektrotechnik  
der Universität Rostock

vorgelegt von  
Sebastian Guttke  
aus Leipzig  
geboren am 07.02.1977 in Salzwedel

**Gutachter:**

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. M. Laukner  
HTWK Leipzig  
Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik  
Professur für Elektromedizinische Technik
  
2. Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. habil. H. Ewald  
Universität Rostock  
Fakultät für Informatik und Elektrotechnik  
Professur für Technische Elektronik und Sensorik
  
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. U. Pliquett  
Technische Universität Ilmenau  
Fakultät für Mathematik und Naturwissenschaften  
Professur für Biophysik

**Datum der Einreichung:** 07. April 2016

**Datum der Verteidigung:** 25. November 2016

## **Danksagung**

Die vorliegende Arbeit entstand neben meiner Tätigkeit als Laboringenieur für Grundlagen der Elektrotechnik und Medizintechnik an der HTWK Leipzig. Mein größter und liebevoller Dank gilt meiner Frau Jördis und meiner Familie für die Unterstützung und die vielen Stunden Freizeit, die ich für das Erstellen der Arbeit nutzen konnte.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Matthias Laukner danke ich ganz besonders, da er die nötigen Rahmenbedingungen geschaffen und mich stets mit wissenschaftlichem Rat bei der Erstellung der Arbeit unterstützt hat. Weiterhin will ich Herrn Prof. Dr. rer. nat. habil. Hartmut Ewald danken, dass er die kooperative Promotion an der Universität Rostock ermöglicht und geduldig unterstützt hat. Mein Dank gilt auch den Professoren und Kollegen an der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der HTWK Leipzig, die mir mit wissenschaftlicher und vor allem mit praktischer Unterstützung den Weg geebnet haben. Den Studenten der HTWK Leipzig danke ich, da sie im Rahmen Ihrer Abschlussarbeiten viele offene Fragen geklärt haben. Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Uwe Pliquett möchte ich für die langjährige konstruktive Zusammenarbeit danken.





# Inhaltsverzeichnis

<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>11</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>17</b>
<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1. Vorwort und Motivation . . . . .	1
1.2. Inhalte der Arbeit . . . . .	4
1.3. Herzratenvariabilität . . . . .	4
1.4. Störsignale bei der Biosignalmessung . . . . .	7
<b>2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz</b>	<b>9</b>
2.1. Das Elektrokardiogramm . . . . .	11
2.1.1. Allgemeine Informationen zur EKG-Ableitung . . . . .	11
2.1.2. Störbeeinflussung bei der EKG-Ableitung . . . . .	13
2.2. Messung von Druckänderungen . . . . .	14
2.2.1. Allgemeine Informationen zur druckbasierten Pulsfrequenz- messung . . . . .	14
2.2.2. Störbeeinflussung bei der Druckänderungsmessung . . . .	16
2.3. Impedanzplethysmographie . . . . .	17
2.3.1. Der Impedanzbegriff . . . . .	17
2.3.2. Die Bioimpedanz . . . . .	17
2.3.3. Pulsfrequenzmessung mittels IPG . . . . .	22
2.3.4. Einschränkungen bei der Impedanzplethysmographie . .	23
2.4. Optische Messverfahren . . . . .	24
2.4.1. Photoplethysmographie, Spektralphotometrie und Puls- oximetrie . . . . .	25
2.4.2. Optische Strahlung . . . . .	25
2.4.3. Photoplethysmographie . . . . .	28
2.4.4. Pulsoximetrie . . . . .	33

2.4.5.	Reflexionspulsoximetrie . . . . .	36
2.4.6.	AC/DC-Verhältnis eines PPG-Signals . . . . .	38
2.4.7.	Störbeeinflussung bei optischen Messverfahren . . . . .	41
<b>3.</b>	<b>Untersuchung der Signalqualität unter Störungsbedingungen</b>	<b>43</b>
3.1.	Auswahl des Unterarmes als Messort für den Sensorsignalvergleich . . . . .	43
3.2.	Definition des SNR <sub>pp</sub> . . . . .	44
3.3.	Messaufbau für den SNR <sub>pp</sub> -Vergleich . . . . .	45
3.4.	Voruntersuchungen für den Sensorvergleich . . . . .	48
3.4.1.	Verwendete kommerzielle Pulssensoren . . . . .	48
3.4.2.	Beschreibung der optimierten Pulssensoren . . . . .	49
3.5.	Ergebnisse der Untersuchung des Einflusses von Bewegungsstörungen . . . . .	50
3.6.	Schlussfolgerungen aus der Untersuchung der Beeinflussbarkeit durch Bewegung . . . . .	57
<b>4.</b>	<b>Auswahl des Messortes für die PPG-Pulsmessung bei Bewegung</b>	<b>59</b>
4.1.	Stirn als Messort für die PPG-Pulsmessung . . . . .	59
4.2.	Anforderungen an einen Stirnband-PPG-Sensor . . . . .	63
<b>5.</b>	<b>Experimentelle Untersuchung eines PPG-Sensors mit Stirnband</b>	<b>65</b>
5.1.	Allgemeine Eigenschaften eines PPG-Sensors . . . . .	65
5.1.1.	Vorbetrachtungen für den Aufbau eines Photoplethysmographen mit Lichtremission . . . . .	65
5.1.2.	Auswahl eines geeigneten Lichtemitters . . . . .	66
5.1.3.	Abstand zwischen Sensor und Reflektor . . . . .	67
5.1.4.	Druck des Sensors auf die Haut . . . . .	68
5.1.5.	Signalform und Pulsfrequenz . . . . .	71
5.2.	Sensorhardware zur Erfassung von zwei PPGs . . . . .	71
5.2.1.	Zweikanaliger PPG-Sensor mit Stirnband . . . . .	71
5.2.2.	Funkschnittstelle für den PPG-Sensor . . . . .	78
5.3.	Ergebnisse der Untersuchung des PPG-Sensors . . . . .	79
<b>6.</b>	<b>Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung</b>	<b>81</b>
6.1.	Vorbemerkungen zur Störsignalunterdrückung mittels DSV . . . .	82

6.2.	Signalkoppelmodell für zwei PPG-Sensoren . . . . .	86
6.3.	Nicht adaptives Filter zur Störsignalunterdrückung . . . . .	88
6.4.	Annahmen zur Anwendung des Signalkoppelmodells . . . . .	92
6.5.	Überprüfung von Linearität und Additivität . . . . .	93
6.6.	Grundlagen zu adaptiven Filtern . . . . .	94
6.7.	Adaptives Wiener-Filter für die Störsignalunterdrückung . . . . .	96
6.7.1.	Abschätzung des Konvergenzparameters mit Hilfe der Autokorrelationsmatrix . . . . .	102
6.7.2.	Mehrfachiteration im LMS-Algorithmus . . . . .	103
6.7.3.	Berechnung eines störungskorrelierten Referenzsignals $R$ .	104
6.7.4.	Schätzung der Startwerte für die Filterkoeffizienten . . . . .	106
6.7.5.	Möglichkeiten zur Bestimmung von $G_V$ . . . . .	107
6.7.6.	Kompensation von Signallaufzeiten in digitalen Filtern . .	110
6.7.7.	Kompensation der Phasenlaufzeit von $G_S$ . . . . .	111
6.8.	Zweistufiges adaptives Filter mit Referenzsignalschätzung . . . .	113
6.8.1.	Zweistufige adaptive Filterstruktur . . . . .	113
6.8.2.	Auswahl der Sensorsignale als Eingangsgrößen . . . . .	114
6.8.3.	Umschaltung zwischen Ruhe- und Störphasen . . . . .	115
6.8.4.	Konstanthalten von $G_{w1}$ in der Ruhephase . . . . .	117
6.8.5.	Festlegung der maximalen Einschwingzeit von $G_{w1}$ . . . .	118
6.8.6.	Bewertung der Störunterdrückungsergebnisse . . . . .	118
<b>7.</b>	<b>Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters</b>	<b>121</b>
7.1.	Filterparameter und Ergebnisse mit simulierten Daten . . . . .	122
7.2.	Untersuchung von Messdaten mit 10 Hz - Bewegungsstörungen .	129
7.2.1.	Bestimmung des Ruhe-SNR von $X_1$ bei sinusförmigem Störsignal . . . . .	131
7.2.2.	Bestimmung von $G_S$ in einer Ruhephase . . . . .	131
7.2.3.	Bestimmung von $G_V$ bei 10 Hz-Bewegungsstörungen . . .	132
7.2.4.	Prüfung der Linearität mit 10 Hz-Bewegungsstörungen . .	139
7.3.	Störsignalunterdrückung bei praktischen Bewegungsstörungen .	143
<b>8.</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>153</b>

<b>A. Anhang</b>	<b>157</b>
A.1. Tabellen . . . . .	157
A.1.1. Ionen im Körpergewebe . . . . .	157
A.1.2. Gewebeleitfähigkeiten . . . . .	159
A.1.3. Filterparameter bei simulierten Daten . . . . .	160
A.1.4. Filterparameter bei Messung mit simulierten 10 Hz Bewegungsstörsignalen . . . . .	162
A.2. Konvergenz des Algorithmus zur Störsignalunterdrückung . . .	162
A.3. Adaptiver LMS-Algorithmus . . . . .	166
A.4. Messbedingungen bei Bestimmung von $G_V$ mit sinusförmigem Störsignal . . . . .	167
A.5. Physiologie . . . . .	168
A.5.1. Elektrische Eigenschaften von biologischem Gewebe . . .	168
A.5.2. Eigenschaften von Körperflüssigkeit . . . . .	168
A.5.3. Eigenschaften von Blut . . . . .	169
A.5.4. Eigenschaften der Haut . . . . .	171
A.5.5. Eigenschaften von Muskelgewebe . . . . .	176
<b>B. Anhang Messtechnik und technische Dokumentation</b>	<b>177</b>
B.1. Drucksensoren . . . . .	177
B.1.1. Foliendrucksensor Flexiforce . . . . .	177
B.1.2. Passiver Piezo-Pulssensor MLT1010/T . . . . .	179
B.1.3. Aktiver Piezo-Pulssensor . . . . .	179
B.2. Messverstärker zur Biosignal-Ableitung . . . . .	182
B.2.1. Biosignalverstärker Powerlab . . . . .	182
B.2.2. Biosignalverstärker g.USBamp . . . . .	182
B.3. Anhang Messung der Bioimpedanz . . . . .	183
B.3.1. Elektroden . . . . .	183
B.3.2. Aufbau zur Messung der Bioimpedanz . . . . .	184
B.3.3. Eindringtiefe von Wechselstrom in biologisches Gewebe .	185
B.3.4. FEM-Berechnung des Strömungs- und Potentialfeldes im Unterarm . . . . .	186
B.4. Auswahl einer geeigneten Photodiode . . . . .	191
B.5. Zweikanaliger IR-Pulssensor mit NPN-Transistor . . . . .	193
B.6. Flexibler vierkanaliger PPG-Sensor . . . . .	194

B.7. Zweikanaliger PPG-Sensor mit LTV und g.USBamp . . . . .	198
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>203</b>
<b>Veröffentlichungen und Vorträge</b>	<b>219</b>
<b>Konferenzbeiträge (peer reviewed)</b>	<b>220</b>
<b>Thesen</b>	<b>221</b>
<b>Kurzfassung der Dissertation</b>	<b>223</b>
<b>Abstract</b>	<b>225</b>
<b>Lebenslauf</b>	<b>227</b>



# Abbildungsverzeichnis

2.1. Möglichkeiten zur nichtinvasiven Pulsfrequenzmessung. . . . .	10
2.2. Teilansicht einer Mikronadel-Elektrode, nach [Griss04]. . . . .	12
2.3. Druckänderungssensor am Finger. . . . .	15
2.4. Druckänderungssensor am Unterarm. . . . .	15
2.5. Messung der Transferimpedanz mit Vierelektrodenanordnung. .	19
2.6. Simulation des Strömungsfeldes im Unterarm. <b>E:</b> Elektroden, <b>K:</b> Knochen, <b>M:</b> Muskel, <b>B:</b> Blutgefäße. . . . .	19
2.7. Lichtausbreitung in einem trüben Medium. . . . .	27
2.8. Kanonischer Raumwinkel [Haade10]. . . . .	29
2.9. Mit Lichtremission am Finger gemessenes Photoplethysmogramm (PPG) mit ausgeprägter Dikrotie. Klinisch etablierte PPG Dar- stellung nach [Elgendi12], dem Verlauf der Blutdruckzeitfunktio- on folgend. . . . .	30
2.10. Stirn-Remissions-PPG mit Zeitverlauf proportional zur gemes- senen Lichtintensität. . . . .	31
2.11. Veränderung von Frequenz, Amplitude und Form des PPGs bei unterschiedlicher Belastung nach [Weustink15]. . . . .	32
2.12. Amplitudenspektren eines EKGs (oben) und Remission-PPGs am Finger (unten). . . . .	32
2.13. Lichtabsorption in geschichtetem trüben Medium. . . . .	35
2.14. Absorptionskoeffizienten für oxygeniertes, desoxygeniertes Hä- moglobin, Melanin und Wasser nach [Weustink15] und [Prah14].	36
2.15. Pulsmessung mit Sensor (dunkel ohne Puls) und aufgelegtem Finger (hell). Wechselanteil (AC) und Gleichanteil (DC) sind über- lagert. . . . .	39
2.16. Skizze der Sensorkonstruktion mit Lichtschächten . . . . .	40

2.17. AC/DC bei IR-Remission als Funktion des Emitter-Detektor-Abstandes nach [Webster97] S. 89. . . . .	40
3.1. Koordinaten für Bewegungsstörungen am linken Unterarm. . . .	45
3.2. Schema der Sensoranordnung für den Vergleich verschiedener Pulssignale am linken Unterarm. . . . .	46
3.3. Messanordnung für den Vergleich verschiedener Pulssignale am linken Unterarm. . . . .	46
3.4. Blockschaltbild des Messaufbaus zum Vergleich der Pulsmessmethoden. . . . .	46
3.5. SNRpp-Vergleich der Pulssensoren (PC, PPG, IPG). . . . .	53
3.6. Zeitfunktion des Impedanzbetrages (IPG) bei Ruhe und bei Störung durch eine leichte Armbewegung. . . . .	54
3.7. Impedanzplethysmogramm (IPG) in Ruhe. . . . .	54
3.8. Zeitfunktion der Druckänderungen (PC) bei Ruhe und bei Störung durch eine leichte Armbewegung. . . . .	55
3.9. Zeitfunktion der Druckänderungen (PC) in Ruhe. . . . .	55
3.10. Zeitfunktion des Remission-PPGs bei Ruhe und mit Störung durch eine leichte Armbewegung. . . . .	56
3.11. Zeitfunktion des optischen Pulssignals (IPG) in Ruhe. . . . .	56
4.1. Anatomie der Arterien an der Stirn. . . . .	61
4.2. In [Weustink15] gemessenes AC/DC-Verhältnis an der Stirn. . . .	62
5.1. Ausgangsspannung eines PPG-Sensors als Funktion des Abstandes zum Reflektor mit Sender-Empfänger-Abstand = 7 mm . . . .	68
5.2. Messung der Druckabhängigkeit des Pulssignals. . . . .	69
5.3. Druckabhängigkeit des Effektivwertes des PPG-Wechselanteils am Mittelfinger. . . . .	69
5.4. Pulssensor mit Stirnband nach [Weustink15]. . . . .	72
5.5. Darstellung des Sensoraufsatzes H3 mit Laschen für Stirnband ohne Platine nach [Weustink15]. . . . .	73
5.6. Ansicht der Lichtschächte des IR-Sensors ohne Platine. . . . .	73
5.7. Position und Lichtremission der LED im Lichtschacht. . . . .	74
5.8. Anordnung der LEDs im Lichtschacht mit Abstrahlcharakteristik für geringes Kanalübersprechen. . . . .	75



5.9. Anordnung zur Untersuchung des Kanalübersprechens. . . . .	76
5.10. Ergebnis zur Untersuchung des Kanalübersprechens. . . . .	76
5.11. Hautmodell zur Untersuchung der Ortsauflösung. . . . .	77
5.12. Ergebnis zur Untersuchung der Ortsauflösung. . . . .	77
5.13. Blockschaltbild des Pulssensors mit Funkmodul. . . . .	78
6.1. Signalkoppelmodell mit zwei Übertragungsfunktionen zwischen Pulssignalquelle $Q(z)$ und von zwei PPG-Sensoren gemessenen Pulsnutzsignalen $S_1(z)$ und $S_2(z)$ . . . . .	86
6.2. Signalkoppelmodell (links) mit zwei PPG-Sensoren und einfache Struktur zur Störsignalunterdrückung (rechts) mittels zwei kon- stanter Übertragungsfunktionen. . . . .	88
6.3. Pulssignalrekonstruktion nach [Weber12] mit nicht adaptivem Filter. Parameter $G_S=1$ und $G_V=1,5$ . . . . .	91
6.4. Modell zur Überprüfung der Linearität. . . . .	93
6.5. Modell zur Systemnachbildung durch adaptives System. . . . .	94
6.6. Struktur des adaptiven Filters mit Störsignaleinkopplung. . . . .	98
6.7. Filterstruktur mit drei Funktionsblöcken und Übertragungsfunk- tionen des Systems. . . . .	104
6.8. Kausale Struktur mit zwei adaptiven Filtern und Zeitverzöge- rung für die Signale $X_1$ und $X_2$ . . . . .	111
6.9. Kausale Struktur mit adaptivem Filter und Verzögerungsglied zur Bestimmung von $G_S$ aus den Nutzsignalen $S_1$ und $S_2$ in Ruhe. . . . .	112
6.10. Struktur zur Störsignalunterdrückung mit drei adaptiven Filtern. Auf das Argument $(z)$ an den Signalen wurde verzichtet. . . . .	113
7.1. Struktur zur Störsignalunterdrückung mit zwei adaptiven Filtern. . . . .	121
7.2. Ansicht des Messortes an der Stirn (links) und des Pulssensors mit aktiver Photodiode (LTV) (rechts). . . . .	122
7.3. Simulierte PPG-Signale mit Störsignalbeeinflussung. . . . .	122
7.4. Beispiel eines Amplitudenspektrums von $X_1$ in Ruhe (schwarz) und mit Kopfwackeln gestört (blau), gemessener Datensatz. . . . .	123
7.5. Formgleichheit von $1,43 \cdot R$ und $V_1$ (beide unten) bei simulierten Daten. . . . .	125
7.6. Berechnung von $R$ mit simulierten Daten. . . . .	126

7.7. Nutzsinalrekonstruktion $\hat{s}_1$ mit adaptivem Filter mit Übertragungsfunktion $G_{W1}$ und simulierten Daten. . . . .	127
7.8. Rohsignale der Pulsmessung an der Stirn mit 3 Störphasen. . . . .	130
7.9. Erzeugung einer 10 Hz-Bewegungsstörung mit einem Schwingungserreger am Hinterkopf. . . . .	133
7.10. Bandpassgefilterter Messdatensatz mit Referenzsignalberechnung bei eingepprägten 10 Hz-Bewegungsstörungen. . . . .	136
7.11. Zoom in Datensatz mit eingepprägten 10 Hz-Bewegungsstörungen und Referenzsignalberechnung. . . . .	136
7.12. Übersicht des adaptiv gefilterten Messdatensatzes mit Ruhe- und drei 10 Hz-Störphasen. . . . .	138
7.13. Zoom in adaptiv gefiltertes Signal beim Wechsel von Ruhe- in die 10 Hz-Störphase. . . . .	138
7.14. Messsignal $x_1[n]$ (lila) und Messsignal $x_{1\text{filt } 10\text{ Hz}}[n]$ (sw) ohne 10 Hz-Signalanteil. . . . .	141
7.15. $x_1[n]$ (lila) und 2s-Effektivwert $U_{eff,\hat{s}}[n]$ (sw) ohne eine Abhängigkeit von der Störsignaleinkopplung. . . . .	141
7.16. Signalausschnitt der Zeitfunktionen von Z-Beschleunigung, R und Druckänderung. Effektivwerte in Störphase auf 1 normiert und mit manuell korrigierter Phasenlage. . . . .	142
7.17. Gemessene PPG-Signale bei seitlichem Kopfschütteln. . . . .	145
7.18. Zoom aus Abbildung 7.17. PPG-Signale $x_1[n]$ , $x_2[n]$ mit Störsignaleinkopplung durch Kopfschütteln, Referenzsignal $r[n - D_0]$ nach dem Filter $G_{\hat{s}}$ . . . . .	148
7.19. Gemessene und gefilterte PPG-Signale bei seitlichem Kopfschütteln. . . . .	149
7.20. Zoom aus Abbildung 7.19. PPG-Signale mit Störsignaleinkopplung durch Kopfschütteln nach Filter $G_{W1}$ . . . . .	150
7.21. Detailansicht PPG-Signale mit Störsignaleinkopplung durch Kopfschütteln, Filter $G_{W1}$ aus Abbildung 7.19. . . . .	151
A.1. Leitfähigkeiten von Wasser mit NaCl in Siemens bei Zellkonstante 0,02 Meter, Quelle: [Gabriel09]. Der Abfall bei $f > 100$ kHz beruht auf parasitären Kapazitäten im Messaufbau. . . . .	157
A.2. Ensemble von $K = 56$ Musterfunktionen von $X_1$ . . . . .	163

A.3. Autokorrelationsmatrix geschätzt aus $K = 56$ Musterfunktionen des Ruhepulssignals. . . . .	165
A.4. Autokorrelationsmatrix geschätzt aus $K = 56$ Musterfunktionen des Ruhepulssignals. . . . .	165
A.5. Eindringtiefe von Licht in die Haut in Abhängigkeit von der Wellenlänge vergleiche [philips09] und Gefäßversorgung vergleiche [Rettinger] S.622. 1: Kapillaren, 2: Subpapillärer Gefäßplexus in der Dermis, 3: Schweißdrüse, 4: Tiefer dermaler Gefäßplexus bzw. Subkutan verlaufende Gefäße, 5: Axiale Arterie auf Muskelfaszie. . . . .	175
B.1. Ansicht des Drucksensors <i>Flexiforce A201-1</i> . . . . .	177
B.2. $R=f(p)$ Druck-Widerstandskennlinie des Flexiforce A201. . . . .	178
B.3. Ansicht des Druckänderungssensors <i>MLT1010</i> . . . . .	179
B.4. Piezosensor Bestückungsseite. . . . .	180
B.5. Piezosensor von unten. . . . .	180
B.6. Schaltung des Piezo-Druckänderungssensors. . . . .	181
B.7. Blockschaltbild zur IPG-Messung z.B. am Arm. . . . .	184
B.8. Leitschichtdicke (Eindringtiefe) bei Wechselstrom. . . . .	185
B.9. FEM-Netz des einfachen Unterarmmodells. . . . .	186
B.10. FEM-berechneter Stromdichtebetrag im Unterarm. E: Elektrode, M: Muskel, K: Knochen, B: Blutgefäß. . . . .	187
B.11. Berechnetes Potential im Unterarm. E: Elektrode, M: Muskel, K: Knochen, B: Blutgefäß. . . . .	188
B.12. Ansicht des zweikanaligen Pulssensors mit NPN-Transistor nach [Weber12]. . . . .	193
B.13. Schaltung des einkanaligen Pulssensors mit NPN-Transistor nach [Weber12]. . . . .	194
B.14. Aufbau zur Messung der reflektierten IR-Lichtintensität. . . . .	195
B.15. Störsignalentstehung beim Einschalten von Bürolampen mit nicht abgedecktem Sensor. . . . .	196
B.16. Zwei kanaliger PPG-Pulssensor mit LTV. . . . .	198
B.17. Ungefilterte Rohdaten des zweikanaligen Pulssensors mit LTV, gemessen mit EEG-Verstärker <i>g.USBamp</i> an der Stirn in Ruhe. . . . .	199
B.18. Normierter mit Bandpass gefilterter Datensatz. . . . .	200
B.19. Schaltung des zwei kanaligen Pulssensors mit LTV. . . . .	201



# Tabellenverzeichnis

1.1. Liste von Störquellen bei der Biosignalableitung . . . . .	8
3.1. Übersicht der ungünstigen Eigenschaften der kommerziellen Puls- sensoren . . . . .	48
3.2. Übersicht der IPG-Messwerte . . . . .	51
3.3. Übersicht der PC-Messwerte . . . . .	52
3.4. Übersicht der PPG-Messwerte . . . . .	53
5.1. Eigenschaften des Sensoraufsatzes PS2H3 an der Stirn . . . . .	72
6.1. Auswahl von Signalverarbeitungsmethoden zur Störsignalunter- drückung . . . . .	82
7.1. Ergebnisse der Bestimmung von $G_s$ nach Abbildung 7.8 . . . . .	132
7.2. Gemittelte Effektivwerte von $V$ (10 Hz) zur Bestimmung von $G_v$ . . . . .	133
7.3. Effektivwerte $U_{10\text{ Hz}}/mV$ der Sensorsignale (Abb. 7.8) . . . . .	139
A.1. Elektrolytkonzentration in Körperflüssigkeiten. . . . .	158
A.2. Spezif. Widerstand und Leitfähigkeit von Gewebe und Material (20°C, 1bar). . . . .	159
A.3. Parameter der adaptiven Filter . . . . .	160
A.4. Rechenwerte zur Bestimmung der Schätzformeln . . . . .	161
A.5. Parameter des adaptiven Filters für Messdaten mit 10 Hz Störung . . . . .	162
A.6. Typische Werte der Blutbestandteile eines gesunden Erwachse- nen nach [Abicht03] S. 15 und [Aumüller14] Teil B Kap. 2.2 Blut . . . . .	171
B.1. Parameter zur FEM-Berechnung . . . . .	187

# Abkürzungen und Symbole

●—○	Transformation vom z-Bildbereich in den diskreten Zeitbereich
A	Fläche
$\underline{\underline{A}}$	Autokorrelationsmatrix, auch AKM
$\underline{\underline{A}}^{-1}$	Inverse Autokorrelationsmatrix
$C_m$	Kapazität der Zellmembran an eine Elektrode
$R_{ion}$	Widerstand der Kanalproteine in der Zellmembran (gap junction)
$R_{zy}$	Widerstand des Zytoplasmas (intrazellulärer Widerstand)
AA	Adaptiver Algorithmus
AC/DC	Welligkeit des optischen Signals Wechselanteil / Gleichanteil
ADC	Engl.: Analog Digital Converter, Abtastsystem für Messungen
AF	Adaptives Filter
AKM	Autokorrelationsmatrix $\underline{\underline{A}}$
ARM	Advanced RISC Machine siehe: <a href="http://www.arm.com">www.arm.com</a>
$A_{PH}$	Photo-aktive Fläche einer Photodiode $[A_{PH}] = mm^2$
ASIC	Anwendungsspezifische integrierte Schaltung
BTM	Bluetooth-Slave-Modul <i>Arduino HC-06-S</i>
CCD	Engl.: charge coupled device, lichtempfindlicher Bildsensor
CMRR	Common Mode Rejection Ratio, Gleichtaktunterdrückungsfaktor
$c_0$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
$c_{Medium}$	Lichtgeschwindigkeit im Medium, z.B. Körpergewebe
$c_{1...3}$	Konzentration der Absorber im Medium
$d$	Durchleuchtete Schichtdicke (Lambert-Beer-Gesetz)
$d_{BG}$	Durchmesser des Blutgefäßes (Arterie) im Unterarm
$D_x$	Anzahl der Verzögerungen zur Phasenlaufzeitkorrektur
DAC	Digital-Analog-Converter, Ausgabe von analogen Spannungen
DFT	Diskrete Fourier Transformation
DMS	Dehnungsmessstreifen als Kraft- oder Drucksensor
DRL	Driven-Right-Leg-Schaltung zur Unterdrückung von Gleichtaktstörspannungen bei der EKG Messung
DSP	Digital Signal Processor, Gerät zur schnellen digitalen Signalverarbeitung
DSV	Digitale Signal Verarbeitung
$j\omega\vec{D}$	Verschiebungsstromdichte

$\vec{E}$	Elektrische Feldstärke
$\kappa \cdot \vec{E}$	Elektrische Leitungsstromdichte
$E_e$	Bestrahlungsstärke $[E_e] = mW/cm^2$ , Index e für eine energiebezogene Größe
$E[n]$	Schätzfehler des adaptiven Algorithmus diskret. Zeitbereich
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read Only Memory
EKG	Elektrokardiogramm, elektrische Herzaktivität
EPS	Elektrik-Potential-Sensor für kapazitive Biosignalleitung
FEM	Finite Elemente Methode, numerische Feldberechnung
FIR	Finite Impulse Response
FIFO	First In First Out- Speicher, auch als Ringspeicher bekannt
FPGA	Field Programmable Gate Arrays, programmierbare Logik-IC's
$\phi$	Lichtstrom in Lumen (lm)
GPL	General Public License
GUI	Graphical User Interface
g	Transkonduktanz ( $g=u/i$ )
g.USBamp	Biosignalverstärker von gtec für 16-kanalige EEG-Messungen
$g(t)$	Impulsantwort im kontinuierlichen Zeitbereich
$g(n)$	Impulsantwort im diskreten Zeitbereich
$G(z) := G$	z-Übertragungsfunktion $G(z) = Y(z) / X(z)$
$G_V(z) := G_V$	z-Übertragungsfunktion zwischen zwei Störsignalen
$G_W(z) := G_W$	z-Übertragungsfunktion eines Wiener-Filters
$G_{W0}(z) := G_{W0}$	Nicht kausale z-Übertragungsfunktion eines Wiener-Filters
Hb	Hämoglobin
HbO <sub>2</sub>	Oxygeniertes Hämoglobin, mit Sauerstoff angereichert
HHb	Desoxigeniertes Hämoglobin, sauerstoffarm
Hkt	Hämatokrit: Prozentualer Anteil der Blutzellen am gesamten Blutvolumen (ca. 44% ... 45%)
$I_{BG}$	Stromstärke im Blutgefäß des Unterarmes
IC	Integrated Circuit
$I_{PH}$	Photodiodenstrom im Kurzschluss durch Bestrahlungsstärke
IIR	Infinite Impulse Response, bei rekursivem diskreten System
IR-LED	Infrared-Light Emitting Diode, Emitter für infrarotes Licht

I/O-Pin	Input Output Pin
IPG	Impedanzplethysmogramm, Pulssignal aus Impedanzmessung
$I_{SET}$	Konstantstrom im Kraftsensor <i>Flexiforce A201-1</i>
$I_V$	Lichtstärke in cd = lm/sr (candela=Lumen/steradian)
$\vec{J}$	Vektor der Stromdichte
$\vec{J}_e$	Extern eingeprägte Stromdichte
$J_{BG}$	Stromdichte im Blutgefäß des Unterarmes
$\vec{J}_e$	Stromdichte von externen Quellen
$k_{k \in \mathbb{Z}}$	Parameter zur Zeitverschiebung bei digitaler Signalverarbeitung
$k$	Faktor zur Vergrößerung der Störsignalamplitude Anhang 7.1
$\kappa$	Elektrische spezifische Leitfähigkeit
$k_{Gew}$	Faktor für Gewebeabsorption in Formel 2.12
$k_{Blut}$	Faktor für Blutabsorption in Formel 2.13
ksps	Kilo Samples Per Second, Abtastrate von Messsystemen
LTV	Light-to-Voltage-Converter (SMD-Photodiode mit integriertem Transimpedanzverstärker)
M	Filterordnung, Anzahl Verzögerungsglieder im Filter mit Gs
MATLAB	MATrix LABoratory. Software von <i>The MathWorks</i>
$n$	Brechungsindex, Brechzahl z.B. der Luft
$n_{Medium}$	Brechzahl des lichtdurchlässigen Mediums
$\vec{n}$	Normalenvektor
$[n]_{n \in \mathbb{Z}}$	Argument der diskreten Zeit
N	Filterordnung, Anzahl Verzögerungsglieder im Filter mit Gw
$\vec{\nabla}$	Nabla-Operator
$\tilde{\nu}$	Wellenzahl in der optischen Spektroskopie
O <sub>2</sub>	Sauerstoff
OPV	Operationsverstärker, Regelverstärker
$\underline{P}$	Kreuzkorrelationsvektor zwischen Referenzsignal und Eingangssignal des adaptiven Filters
PC	Druckänderungssignal (Pressure Changes) für die Pulsmessung
PD	Photodiode als Sensor der Lichtintensität
PPG	Photoplethysmogramm, optisches gemessenes Pulssignal aufgrund von Volumenänderung des Blutes



$Q_i \triangleq -\dot{\rho}$	Zeitliche Änderung der Raumladungsdichte
rPPG	Remote PPG, berührungslose Pulsmessung mit RGB-Kamera
Ruhe-PPG	Bei ruhendem Probanden gemessenes PPG
R	Realteil der Impedanz, Ohmscher elektrischer Widerstand / $\Omega$
$\Re$	Ratio, Kenngröße aus Messung der Lichtintensitäten bei der Pulsoximetrie
$R[n]$	Stochastische Variablen Referenzsignal, mit Störung korreliert
$r[n]$	Stichprobe der stochastischen Variablen Referenzsignal
RekTP	Rekonstruktions-Tiefpass
$ \underline{Z}_{TA} $	Betrag der Transimpedanz im LTV
$s_{1,eff;2s}[n]$	Zeitlicher Verlauf des 2s-Effektivwertes von $s_1[n]$
SD-Karte	Engl.: Secure Digital Memory Card, Datenspeicher
SE	Schwingungserreger, Typ: Bodyshaker
SEM	Rastersekundärelektronenmikroskop
SMD	Surface-mounted devices, Elektr. Bauelemente ohne Draht
$s[n]$	Nutzsignal, deterministischer Signalanteil
$S(z) := S$	z-transformiertes zeitdiskretes Nutzsignal im z-Bildbereich
$\hat{S}(z) := \hat{S}$	Schätzung des zeitdiskreten Nutzsignals im z-Bildbereich
$\hat{s}[n]$	Schätzung des zeitdiskreten Nutzsignals mit ggf. restlichen stochastischen Signalanteilen
SNR	Engl.: <b>S</b> ignal to <b>N</b> oise <b>R</b> atio, Signal-Rausch-Abstand oder auch Signal-Rausch-Verhältnis
SO <sub>2</sub>	Sauerstoffsättigung allgemein
SaO <sub>2</sub>	Arterielle Sauerstoffsättigung (Messung in arterieller Blutprobe)
SpO <sub>2</sub>	Pulsoxymetrisch gemessene Sauerstoffsättigung (quasi-arteriell)
SvO <sub>2</sub>	Venöse Sauerstoffsättigung
SV	Schlagvolumen, pro Herzschlag von linker Herzkammer ausgeworfenes Blutvolumen
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter serielle Schnittstelle 3,3V ... 5V-Pegel
$T_{FDHM}$	Zeitabhängige Halbwertsbreite (engl.: Full Duration at Half Maximum)
$T_{Stoer}$	Dauer der Störphase in Kapitel 6.8.6
$\tau_R$	Signallaufzeit zwischen der physikalischen Störgröße $V(z)$ und dem Referenzsignal $R(z)$
$\tau_{s_1, s_2} = \tau_{s_1} - \tau_{s_2}$	Zeitverschiebung zwischen den Nutzsignalen der zwei baugleichen Pulssensoren
$\tau_V$	Zeitverschiebung an $G_S$ nach Abbildung 6.7

$U_S$	Effektivwert des Nutzsignals
$U_V$	Effektivwert des Störsignals
$U_{e,eff}$	Effektivwert des Fehlersignals $E[n]$ eines Schätzers
$U_{REF}$	Referenzspannung für Biosignalmessungen am <i>g.USBamp</i> -Verstärker
$U_{R,eff}$	2s-Effektivwert der Stichprobe $r[n]$ des Referenzsignals
$U_{GL}$	Gleichtaktstörspannung am EKG-Verstärker
$US$	Unbekanntes (nachzubildendes) System, Übertragungsfunktion
$v[n]$	Störsignal, stochastischer Signalanteil (Stichprobe, Abtastwerte)
$V[n]$	Stochastische Variablen Störsignal
$V(z) := V$	z-transformiertes zeitdiskretes Störsignal im z-Bildbereich
$\underline{w}$	Gewichtsvektor bzw. Wichtungsfaktoren beim adaptiven Filter
$w$	Welligkeit, Quotient aus Effektivwert des Wechselanteils zum Gleichanteil eines Signals
$\omega$	Kreisfrequenz (omega) $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$
$X$	Imaginärteil der Impedanz $\underline{Z}$
$\{x[n]\}_{n \in \mathbb{Z}}$	Sequenz von Zufallsvariablen
$x[n]$	Zeitdiskretes Eingangssignal eines Systems (Stichprobe, Samples)
$X[n]$	Stochastische Variablen Eingangssignal $X[n] = s[n] + V[n]$
$X(z) := X$	Eingangssignal im z-Bildbereich, zeitdiskret
$\underline{X}[n]$	Mehrkanaliges Eingangssignal (Signalvektor)
$Y[n]$	Stochastische Variablen Ausgangssignal eines Systems
$y[n]$	Ausgangssignal eines zeitdiskreten Systems (Stichprobe)
$\hat{y}[n]$	Schätzung des Ausgangssignales mit einem Softwarealgorithmus
$\underline{Y}[n]$	Mehrkanaliges Ausgangssignal (Signalvektor)
$\underline{Z}_0$	Grundimpedanz (Transferimpedanz) des biologischen Gewebes
$ \underline{Z} _{BG}$	Blutgefäßwiderstand
$\underline{Z}$	Impedanz, komplexer Wechselstromwiderstand
$\Delta Z_{Puls}$	Vom Pulsschlag modulierte Impedanzänderung
$z^{-D}$	Verzögerungsglied im z-Bildbereich auch $z^{-N}$
$\mu$	Konvergenzparameter bei adaptivem Filter
$\mu_a$	Absorptionskoeffizient
$\mu_{a, Gew, rem}$	Absorptionskoeffizient Gewebe bei Lichtremission
$\mu_{a, Blut, rem}$	Absorptionskoeffizient Blut bei Lichtremission
$\mu_s$	Streukoeffizient
$\mu_t$	Totaler Schwächungskoeffizient

# 1. Einleitung

## 1.1. Vorwort und Motivation

In der Medizin und speziell in der Sportmedizin sollen oftmals der Gesundheitszustand eines Patienten oder der Grad der Belastbarkeit eines Sportlers untersucht werden. Der Trend zur Überwachung der Körperfunktionen setzt sich zunehmend auch im Freizeitsport und sogar im normalen Alltag durch. Dazu können mit medizintechnischen Messgeräten physiologische Kenngrößen wie z.B. die Pulsfrequenz, der Blutdruck, die Sauerstoffsättigung des Blutes, die Sauerstoffaufnahme oder der Atemvolumenstrom erfasst und vom Benutzer selbst, einem Arzt oder Sportmediziner ausgewertet werden.

Der Puls beschreibt in der Medizin überwiegend qualitativ die mechanischen Auswirkungen von Herzaktionen. Als Puls wird im Allgemeinen sowohl die Pulsfrequenz als auch die Qualität dieser Impulse (z.B. „weicher“, „schwacher“ oder „schwirrender“ Puls) bezeichnet. In dieser Arbeit werden die Begriffe Puls oder Herzrate nur im Sinne der Pulsfrequenz (Anzahl der Herzschläge pro Minute) verwendet. Die Pulsfrequenz ist eine wichtige und noch relativ leicht verständliche Messgröße, mit deren Hilfe bereits Aussagen über den Zustand eines Patienten oder den Grad der Belastung eines Sportlers getroffen werden können. Die Berechnung der Herzratenvariabilität (siehe auch Kapitel 1.3) ist direkt aus dem Pulssignal möglich [Elgendi12]. Hieraus lassen sich detailliertere medizinische Aussagen ableiten, was den Nutzen eines Gerätes zur Pulsfrequenzmessung erhöht. Der Blutdruck und das Herzzeitvolumen sind weitere sehr interessante Messgrößen, aber nicht direkt aus der Pulsfrequenz ableitbar. Es müssen neben der Pulsfrequenz weitere physiologische Kenngrößen bekannt sein, um den Gesundheits- oder Belastungszustand eines Menschen differenziert beschreiben und bewerten zu können. Die Technik der am Markt erhältlichen Pulsmessgeräte wurde in den letzten Jahren stark weiter entwickelt. Allgemein besteht aber das Problem, dass die Messung störungs-

## 1. Einleitung

anfällig ist. Medizinisch aussagekräftige und reproduzierbare Messergebnisse lassen sich bei den etablierten Pulsmessmethoden oftmals nur erreichen, wenn bestimmte Messbedingungen eingehalten werden. Je nach Messverfahren sind verschiedene Dinge zu beachten. Zum Beispiel muss der Patient für eine medizinisch relevante Puls- und Blutdruckmessung mit einer Blutdruckmanschette sitzen oder liegen, damit der Messort (Arm, Bein, Handgelenk) in Ruhe befindlich ist. Vor der Messung sollte er sich drei bis fünf Minuten ausruhen, keine anstrengenden Tätigkeiten ausgeführt haben oder Medikamente, Alkohol, Nikotin oder andere den Blutdruck beeinflussende Substanzen eingenommen haben. Sehr wichtig ist zum Beispiel, dass sich das Blutdruckmessgerät auf Höhe des Herzens befindet, da sonst der statische Druck des Blutes im Körper die Messergebnisse verfälscht. Abweichungen um  $\pm 20 \text{ mmHg}$  sind leicht möglich. Bei Pulsmessmethoden, die mit Elektroden an der Körperoberfläche auftretende Biopotentiale ableiten, werden zum Beispiel Einweg-Klebeelektroden am Körper angebracht, damit möglichst definierte Ankoppelbedingungen gegeben sind.

Weiterhin muss sich die Person während der Messung möglichst ruhig verhalten, da sich durch Bewegung die Ankopplung der Elektroden verändert. Das verursacht in der Regel große Bewegungsstörsignale. Eine kontinuierliche Pulsmessung z.B. bei Sportlern ist aufgrund der Störproblematik besonders schwierig, da durch die Bewegung ständig Störungen auftreten, die das Messsignal verfälschen.

Zur Messung der Pulsfrequenz im Sport hat sich ein Messgerät am Markt durchgesetzt, welches das Elektrokardiogramm an der Brustwand ableitet und dann über die Auswertung der gemessenen Zeitfunktion die Pulsfrequenz berechnet. Das Messgerät besteht aus einem Gurt, der zwei Elektroden am Oberkörper an die Haut drückt. Das Messergebnis wird dann zu einem Anzeigegerät z.B. eine Uhr oder Tachometer übertragen. Der große Vorteil dieses sogar waserdichten Brustgurtes ist der sehr geringe Energieverbrauch und die relativ störungsarme Pulsfrequenzmessung. Diesem Messgerät kommt zugute, dass die Messtechnik zur Ableitung eines Elektrokardiogramms sehr gut erforscht ist und viele spezifische Probleme bereits gelöst sind. Zur Störunterdrückung und Mustererkennung beim EKG wurden und werden zahlreiche Algorithmen entwickelt. Die Elektroden für den Körperkontakt sind Gegenstand der Forschung.

Obwohl der Brustgurt einen technisch ausgereiften Stand hat, ist dessen Akzeptanz bei Sportlerinnen und Sportlern nicht immer hoch, da der Gurt beim Sport am Oberkörper als störend empfunden wird. Bei Marathonläufern wurden sogar Bereiche der Brust mit Pflaster beklebt, damit die Haut durch den Gurt nicht aufgerieben wird.

Seitdem Smartphones in großen Stückzahlen vertrieben werden, hat auch der Markt für tragbare Messtechnik zur Überwachung von Körperfunktionen einen starken Zuwachs erfahren. So gibt es inzwischen zahlreiche verschiedene, zum Teil auch sehr preiswerte Armbänder und Uhren zur Pulsmessung, die drahtlos mit Smartphones kommunizieren.

Die Daten werden auf dem Smartphone verarbeitet und Messergebnisse angezeigt. Damit können Sportler und im Prinzip jeder interessierte Anwender seine Pulsfrequenz und mittels integriertem Beschleunigungssensor auch die körperliche Bewegung überwachen. Zum Teil können die gemessenen Daten auch auf Großrechner in eine so genannte „cloud“ übertragen und dort ausgewertet werden. Das bietet grundsätzlich die Möglichkeit, eine medizinische Datenbank aus einer Vielzahl von verschiedenen Probanden und Umgebungsbedingungen zu erstellen. Die modernen Pulsmessuhren können aber nicht bei Tätigkeiten verwendet werden, bei denen die Finger oder Hände viel bewegt werden müssen. Hier versagt die Messung nach maximal zehn Sekunden. So ist z.B. für Fahrradfahrer, Kletterer, Schwimmer, Rettungskräfte oder eventuell auch Bauarbeiter eine alternative Lösung gefragt. Großer Forschungsbedarf besteht allgemein im Bereich der störungsminimierten Ankopplung von Sensoren an die Haut und bei einer intelligenten Unterdrückung von Störsignalen, welche durch äußere<sup>1</sup> und auch innerer Störsignalquellen<sup>2</sup> verursacht werden. Bei den äußeren und inneren Störsignalquellen wird nach technischen und biologischen Ursachen unterschieden.

---

<sup>1</sup>Hiermit sind alle Störungen gemeint, die von außen auf das Messgerät wirken wie z.B. Beschleunigungen, Umgebungslicht oder Temperaturdriften.

<sup>2</sup>Hiermit sind alle Störungen gemeint, die vom Körper selbst ausgehen und die Messung beeinflussen. Einige Beispiele sind Muskel- und Sehnenbewegung, unregelmäßiger oder schwacher Herzschlag oder durch niedrige Temperaturen zum Teil verschlossene Blutgefäße.

### 1.2. Inhalte der Arbeit

Gegenstand dieser Arbeit ist die Entwicklung und Untersuchung von Methoden, die zur Messung der Frequenz des Herzschlages unter schwierigen Messbedingungen geeignet sind. Nach einer umfangreichen Einführung in die Thematik „*Nichtinvasive Messung der Pulsfrequenz*“ in den Kapiteln 1 und 2 wird in Kapitel 3 die Signalqualität von drei verschiedenen Methoden zur Messung der Pulsfrequenz am Unterarm untersucht und verglichen. Mit dem Vergleich der Signalqualität in Ruhe und bei schwierigen Bedingungen, d.h. bei Bewegung mit entsprechenden Störungen, wird in Kapitel 3 die Frage beantwortet, mit welcher Methode das beste Nutz-Störsignal-Verhältnis erreichbar ist. Zwei von drei untersuchten Verfahren zur Pulsfrequenzmessung sollten für die weitere Arbeit ausgeschlossen werden. In Kapitel 4 wird sich mit der Auswahl des Messortes für die Pulsmessung beschäftigt. In Kapitel 5 wird ein selbst entwickeltes und tragbares Sensorsystem beschrieben. Es folgt eine Diskussion, wie gut welche der gesetzten Ziele bei der Sensorentwicklung erreicht werden konnten. Im Kapitel 6 wird die Theorie zur Störsignalunterdrückung mittels digitaler Signalverarbeitung behandelt. Es wird ein neuer Ansatz zur Schätzung eines mit der Störung korrelierten Referenzsignals und ein Algorithmus zur Störsignalunterdrückung vorgestellt und deren Funktion untersucht. In Kapitel 7 werden die Eigenschaften eines adaptiven Filters zur Unterdrückung von Störsignalen untersucht. Es wird anhand von praxisnah simulierten und von gemessenen Datensätzen erprobt, wie gut die Unterdrückung von Störsignalen funktioniert. Mit dem entwickelten Messsystem sollen im Zeitbereich Bewegungsstörsignale unterdrückt und im Idealfall die Form des ungestörten Pulssignals rekonstruiert werden können. In Kapitel 8 wird eine Zusammenfassung und ein Ausblick gegeben. Die in der Arbeit entwickelte Hard- und Software wurde nachvollziehbar dokumentiert.

### 1.3. Herzratenvariabilität

Die Herzfrequenzvariabilität oder auch Herzratenvariabilität<sup>3</sup> kann aus dem Zeitverlauf der Pulsfrequenz bestimmt werden und ist eine medizinisch interessante Messgröße [Rossbach]. Das Herz eines gesunden und sogar in Ruhe

---

<sup>3</sup>Engl. HRV: heart rate variability

befindlichen Menschen schlägt nicht exakt mit konstanter, sondern mit dezent variabler Frequenz. Dies ist sinnvoll, da der Organismus und damit auch das Herz unter ständigem Einfluss externer und interner Einflüsse steht. Es muss sich an die veränderlichen physischen und psychischen Bedingungen anpassen. Wegen dieser Anpassungen sind die messbaren PPG-Pulssignale nicht periodische Signale. Quasiperiodische Signalausschnitte treten auch unter idealen Bedingungen nur über die Zeitspanne von wenigen Herzschlägen auf.

Zitat [Curic08] S. 5: "Das autonome Nervensystem steuert unsere Organfunktionen und besteht aus zwei, meist gegensätzlich arbeitenden Anteilen: Dem Sympathikus mit seiner aktivierenden, für Kampf- und Fluchtreaktionen verantwortlichen Wirkung, sowie dem Parasympathikus, der in Ruhephasen aktiv ist und vornehmlich Regenerationsprozesse ermöglicht. Auch die [Pump]-leistung des Herzens wird von den beiden Antagonisten gesteuert. Unter Sympathikuseinfluss kommt es zu einer Frequenzsteigerung, während die Herzfrequenz unter parasympathischem Einfluss abnimmt.

Der Parasympathikuseinfluss zeigt sich jedoch auch in einer Zunahme der Unregelmäßigkeiten, während der Sympathikus eine geringere Varianz in der Herzschlagfolge bewirkt." Aus der Veränderung der Herzfrequenz, die von Schlag zu Schlag<sup>4</sup> gemessen wird, lässt sich die Herzratenvariabilität bestimmen. In der Forschung werden verschiedene mathematische und statistische Methoden auf die Messdaten angewendet und den errechneten Zahlenwerten physiologische Effekte zugeordnet. Die Anzahl der wissenschaftlichen Veröffentlichungen zu diesem Thema ist sehr groß. [Kirstein02] untersuchte z.B. wie sich die Belastungsintensität bei Bewegung auf einem Fahrradergometer auf die Mittelwerte der Herzfrequenzvariabilität auswirkt. In [Brueggemann93] ist zum Beispiel zu lesen, dass die HRV als eine Messgröße verwendet wird, um die Funktionen des autonomen Nervensystems unter einer Vielzahl von experimentellen und klinischen Bedingungen zu erforschen. Die HRV ist ein Maß für die allgemeine Anpassungsfähigkeit des Organismus an innere und äußere Reize und deren Wechselwirkung auf die Herz-Kreislauf-Aktivität [Lu05]. Die Berechnung der HRV-Parameter kann zum Beispiel anhand von Kurz- oder Langzeitaufzeichnungen eines EKGs erfolgen. Es ist wichtig, dass bei der automatischen Auswertung Fehler wie Extrasystolen oder Arrhythmien erkannt

---

<sup>4</sup>Übliche Kennzeichnung RR: Zeitabstand von R-Zacke zu R-Zacke

## 1. Einleitung

und eliminiert werden. Andererseits sind diese Fehler <sup>5</sup> gleichzeitig eine wichtige Information, um Fehlfunktionen des Herzens zu erkennen. Laut [Schulz02] spielt die Herzratenvariabilität im professionellen Sport eine wichtige Rolle. In der Geburtshilfe ist sie ein Indikator der Sauerstoffversorgung des ungeborenen Kindes [Sampler57].

Sie wird weiterhin zur frühen Erkennung von multiplem Organversagen bei septischen Patienten [Pontet03] oder auch zur Früherkennung einer koronaren Herzkrankheit oder Arteriosklerose <sup>6</sup> [Bigger95], [Carney2000], [Lichtman08] verwendet. Der Verlust der HRV ist ein starkes Anzeichen für die Sterbewahrscheinlichkeit (Mortalität) bei Patienten nach einem Herzinfarkt oder mit Herzinsuffizienz, aber auch bei Diabetes mellitus (DM) - Patienten [Rusu08]. Bei den gemessenen EKG-Signalen handelt es sich um zeit- und wertdiskrete Signale, die jedoch wegen der HRV und diversen Störeinflüssen nicht periodisch sind. Analysen der gemessenen EKG-Daten erfolgen im **Zeitbereich** (time-domain). Ausgehend von der Abtastfrequenz wird die Pulsfrequenz aus dem EKG <sup>7</sup> ermittelt. Die zeitlichen Abstände der Herzschläge werden mit Hilfe einer QRS-Komplex-<sup>8</sup> oder einer R-Zacken-Erkennung bestimmt. Im einfachsten Fall kann die HRV als Zeitfunktion der RR-Zeitintervalle in Millisekunden dargestellt werden. Es kann nach Umrechnung der Zeitabstände in Frequenzen die Häufigkeitsverteilung der gemessenen unterschiedlichen Pulsfrequenzen aus einem bestimmten Zeitraum ermittelt und dargestellt werden. Als Parameter können im Zeitbereich zum Beispiel der arithmetische Mittelwert der Pulsfrequenz und die Streuung berechnet werden. Auch im **Frequenzbereich** <sup>9</sup> werden Analysen durchgeführt und es ist möglich, verschiedene Parameter für eine Bewertung der HRV zu berechnen. Es wird aus der HRV-Zeitfunktion gleitend das Leistungsdichtspektrum <sup>10</sup> berechnet. Benachbarte Frequenzen werden zu bestimmten Bereichen zusammengefasst und diesen Bereichen dann typische physiologische Effekte zugeordnet. Die HRV-Zeitfunktion ist, physiologisch bedingt, ein stochastisches Signal.

---

<sup>5</sup>aus Sicht der HRV-Messung

<sup>6</sup>Engl. CHD: coronary artery disease and depression

<sup>7</sup>z.B. bipolare Ableitung Einthoven I, rechter Arm – linker Arm

<sup>8</sup>z.B. mit dem Pan-Tompkins Algorithmus

<sup>9</sup>Engl.: frequency domain

<sup>10</sup>Engl. PSD: power density spectrum



## 1.4. Störsignale bei der Biosignalmessung

Laut [Kramme13] S.141 sind Störsignale ein großes Problem bei der Erfassung von Biosignalen. Sie sind dem Nutzsignal überlagert und die Amplituden des Störsignals können um ein Vielfaches größer als die des Nutzsignals sein. Es sind unerwartete oder unerwünschte Messwerte, deren Ursache oder Signalquelle oftmals nicht bekannt ist. Häufig treten sie nur sporadisch auf und lassen sich nicht reproduzieren. Sporadisch auftretende Störsignale werden auch als **Artefakt** bezeichnet. Diese Störungen lassen sich kaum vermeiden oder automatisch entfernen, wenn die Störsignalquelle unbekannt ist. In der klinischen Praxis oder Forschung wurden Artefakte oft manuell bei der Auswertung der Datensätze entfernt. Störsignale werden in der Literatur [Strittmatter11] S.74 auch nach technischem und biologischem Ursprung unterschieden.

**Technisch bedingte Störsignale** lassen sich durch Optimierung und Weiterentwicklung der medizinischen Messtechnik vermeiden. Zu solchen Störungen werden zum Beispiel bei einer EEG-Messung elektromagnetische Störfelder in der Umgebung, Elektrodenprobleme, Schirmungs- oder Masseprobleme, Kabelkontakt- oder Kabelführungsprobleme gezählt. Auch Bedienfehler wie z.B. eine falsche Anbringung der Elektroden, das Vertauschen von Messkanälen oder die Wahl falscher Verstärkereinstellungen kann zu technisch bedingten Störungen gezählt werden.

Die **biologisch verursachten systematischen Störungen** können eventuell mit einem Referenzsensor erfasst und mit Hilfe eines Störeinkoppelmodells eliminiert werden. Zu diesen Störungen lassen sich zum Beispiel bei einer EEG-Messung das EKG, das Schwitzen der Haut unter und zwischen den Messelektroden, des Pulsieren der Arterien am Kopf zählen.

Die **technisch oder biologisch verursachten Artefakte** sind hingegen kaum vermeidbar. Solche zufälligen Störungen werden zum Beispiel bei der EEG-Messung durch Kabelartefakte oder unsymmetrische Änderung der Elektrodenhalbzellspannung verursacht.

## 1. Einleitung

Es lässt sich oft nur durch Wahl eines geeigneten Messortes, angepasstes Verhalten des Probanden oder mit Hilfe einer **intelligenten Störsignalunterdrückung** eine verbesserte Signalqualität erzielen. Wenn die Ursachen der Störung bekannt und modellierbar sind, bestehen gute Chancen für eine erfolgreiche Unterdrückung der Störsignale. In Tabelle 1.1 wurden einige typische Störquellen bei der Messung von Biosignalen zusammengefasst und nach elektrischem und nichtelektrischem Ursprung untergliedert.

Tabelle 1.1.: Liste von Störquellen bei der Biosignableitung

Störquellenart	Wirkungen
Elektrische Störquellen	50 Hz-Störungen durch Netzleitungen, Lampen, el. Geräte
	HF-Einstreuung durch Mobilfunkgeräte, Schaltvorgänge
	Statische Aufladung durch Schuhe, Kleidung
	Polarisationseffekte an Elektroden
	Rauschen der Elektroden und Elektronik
	Kabelbrüche
	Überlagerte Biopotenziale durch Atmung, Sprechen, Muskelbewegungen, Schweiß z.B. an Elektroden
Nichtelektrische Störquellen, physiologische bzw. biologische Störeinflüsse	Temperaturdriften
	Schlechte Ankopplung des Sensors an die Haut durch Flüssigkeiten, Haare oder Luftspalt
	Umgebungsgeräusche, Umgebungslicht
	Falscher Messort der Sensorik z.B. bei Blutdruckmessung
	Bewegungen der Kabel (Kapazitätsänderungen)
	Relativbewegung zwischen Sensor und Haut

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

In diesem Kapitel wird in Abbildung 2.1 eine Übersicht zu bekannten nichtinvasiven Pulsmessmethoden gegeben. Es gibt eine Vielzahl von Möglichkeiten zur Bestimmung der Pulsfrequenz. Die Übersicht erhebt daher keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Die Messmethoden wurden nach dem Messwandlerprinzip untergliedert. Alternativ wird in der Literatur auch nach Messverfahren mit oder ohne Verwendung von Hilfsenergie oder allgemein nach Nutzung der elektrischen oder mechanischen Aktivität des Herzens untergliedert. Die vier, mit einem fett gedruckten Rahmen, markierten Messmethoden wurden in dieser Arbeit angewendet (siehe Abbildung 2.1). Das EKG diente stets als zeitliche Referenz für den Herzschlag. In Kapitel 3 wird die Signalqualität der verwendeten Sensoren verglichen. In diesem Kapitel werden die Grundlagen zu den angewendeten Messverfahren erläutert. Es werden weiterhin Vor- und Nachteile bei der Anwendung der drei Verfahren diskutiert. Diese Methoden zur Pulsfrequenzmessung wurden ausgewählt, weil der technische Aufwand relativ gering und die mobile Anwendung der Sensoren möglich ist. Zu Beginn der Arbeit sollte ein am Arm tragbares Gerät zur Messung der Pulsfrequenz entwickelt werden, das auf der Impedanzmessung basiert. Im Laufe der Arbeit wurden dann weitere Sensoren mit besseren Eigenschaften in die Untersuchungen einbezogen.

Die wahrscheinlich älteste Methode zur Bestimmung der Pulsfrequenz ist die Palpation. Hierbei wird durch Betasten des Körpers der Puls gefühlt und die Anzahl der Pulsschläge pro Minute gezählt. Der ortsabhängige optimale Andruck zum Fühlen des Pulses wird hierbei empirisch justiert. Im alternativmedizinischen Bereich wird sogar ein Pendel als Diagnoseinstrument verwendet. Es konnten keine Quellen mit einem wissenschaftlichen Nachweis über ein objektives physikalisches Funktionsprinzip dieser Methode gefunden werden.

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

Die Pulsfrequenz ist eine nicht direkt messbare Größe. Es werden immer physikalische Größen wie der Druck, das elektrische Potential (EKG), die elektrische Impedanz (IPG), der Photostrom (PPG) oder die Schallintensität (Flussmessung mit Ultraschall), eine Frequenzverschiebung (Ultraschall Doppler) oder andere Größen gemessen. Die Pulsfrequenz wird aus der vom Herzschlag abhängigen Änderung dieser Größen abgeleitet.

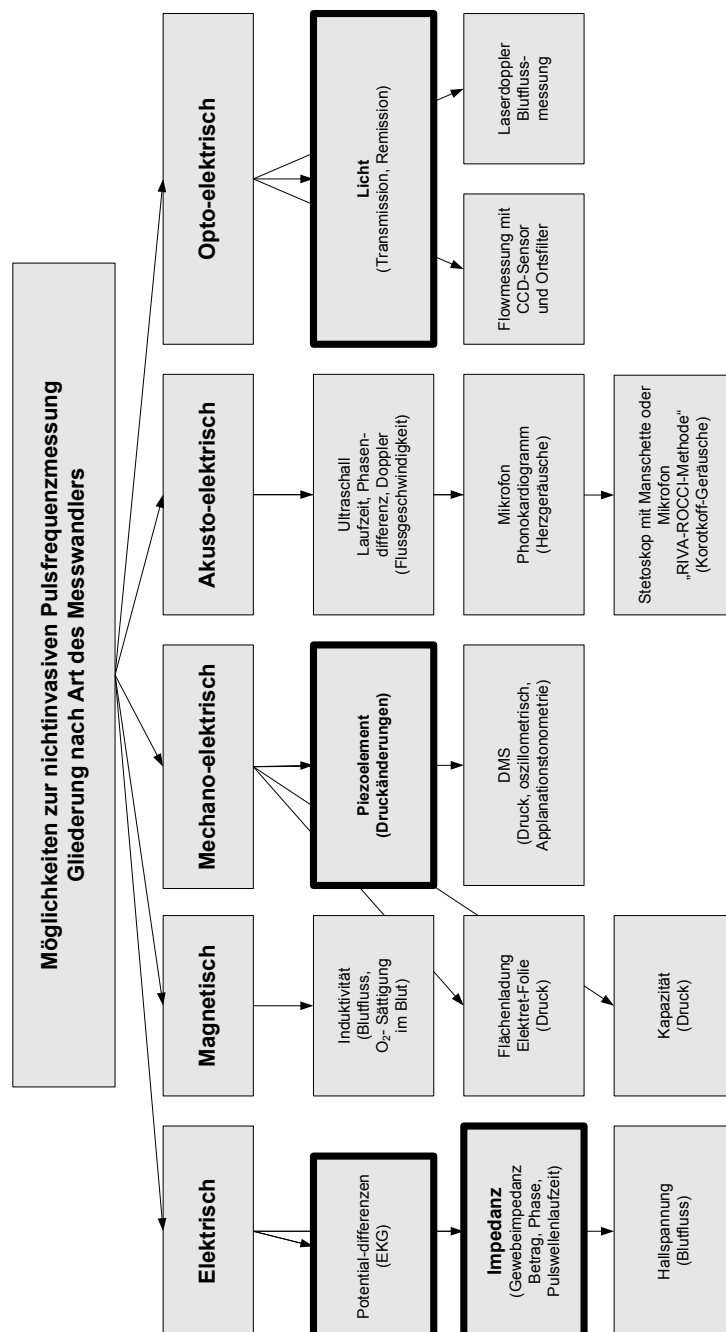


Abbildung 2.1.: Möglichkeiten zur nichtinvasiven Pulsfrequenzmessung.

## 2.1. Das Elektrokardiogramm

### 2.1.1. Allgemeine Informationen zur EKG-Ableitung

Das Elektrokardiogramm (EKG) grenzt sich von anderen Verfahren zur Messung der Pulsfrequenz ab, da es auf der elektrischen Aktivität des Herzens basiert. Die Pulsfrequenz lässt sich aus dem EKG sicher bestimmen. Die Methoden und die Technik zur Ableitung des Elektrokardiogramms werden in zahlreichen Büchern wie [Thews07] S.204 ff., in [Oehler09] S.4 ff., in [Heuer11] S.11 ff., in [Vollmer10] S.49 ff., in [Bolz02] S.131 ff. und sehr ausführlich in [Elter01] S.17, S.39 ff. behandelt. In diesem Kapitel sollen nur ein Überblick zur Messung des EKGs gegeben und interessante Trends vorgestellt werden.

Die Ursache für das EKG ist die Ausbildung, Verteilung und Rückbildung der elektrischen Erregung des Herzens. Die zeitlichen Änderungen von Amplitude und Richtung von Strömen bzw. elektrischen Feldern im Körpergewebe führen zu Potentialdifferenzen, die zwischen verschiedenen Stellen der Körperoberfläche gemessen werden können. Das EKG enthält Frequenzanteile im Bereich  $0,5 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ Hz}$ . Das EKG hat je nach Art der Ableitung eine typische Form und es wurden die P-Welle, die Q-, R-, S-Zacke und die T-Welle definiert. Zur Messung der Pulsfrequenz ist die R-Zacke im QRS-Komplex interessant. Die R-Zacke markiert den Startzeitpunkt der Kontraktion der Ventrikel. Der QRS-Komplex hat die größte Signalleistung, was für eine automatisierte Erkennung<sup>1</sup> der R-Zacken vorteilhaft ist. Die elektrischen Signale werden in der Regel mit Elektroden (siehe Kapitel B.3.1) zweiter Art an der Hautoberfläche abgeleitet. Elektroden zweiter Art sind in der Regel Silber - Silberchlorid - Elektroden (Ag/AgCl). Die Fixierung der Elektroden an der Haut kann durch Ansaugen mit Unterdruck bei Mehrwegelektroden oder mit Ankleben bei Einwegelektroden erfolgen. In [Peter11] wurde ein Sensorsystem EREC-II in einen Handschuh integriert, das die Pulsfrequenz mit einem EKG-Brustgurt an der Brustwand misst.

Ein interessanter aktueller Trend wird in [Prance08] vorgestellt. Hier wird ein Elektrik-Potential-Sensor (EPS) vorgestellt, mit dem sich passiv und berührungslos Biopotenziale vom Körper mittels kapazitiv gekoppelter Elektroden ableiten lassen. In den Messergebnissen wurde ein EKG gezeigt, das in einer

---

<sup>1</sup>z.B. mit dem Pan-Tompkins Algorithmus

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

ungeschirmten Umgebung mit einem Abstand von 10 cm zwischen Elektrode<sup>2</sup> und Körper durch die Kleidung hindurch gemessen wurde. Die Koppelkapazität betrug nach Berechnungen von Prance  $C \approx 0,1 \text{ pF}$ . Auch in [Oehler09] und [Heuer11] werden Möglichkeiten zur kapazitiven Ableitung eines EKGs vorgestellt.

Ein weiterer Trend sind textile Elektroden, die in ein T-Shirt oder auch in einen Autositz integriert werden können [Gnewuch13]. Hiermit wird der Tragekomfort gegenüber einem Brustgurt wesentlich verbessert. Im Rahmen dieser Arbeit wurden textile Elektroden für die Pulsmessung unter Bewegung mit anderen Elektrodentypen verglichen [Guttke12].

Ein älterer interessanter Ansatz zur Verringerung der Übergangsimpedanz zwischen Elektrode und Haut wurde von [Griss04] veröffentlicht. Hier wurden „Spiked Biopotential Electrodes“ vorgestellt, deren Oberfläche aus vielen scharfen Mikronadeln besteht. Diese Ag/AgCl-Elektroden können trocken, d.h. ohne ein Elektrodengel verwendet werden, da die Mikronadeln leicht durch die hochohmige Epidermis stechen. Das Eindringen der Mikronadeln in die Epidermis bewirkt im Vergleich zu einer flachen Metallelektrode eine große Kontaktfläche mit gleichmäßigem Andruck an die Haut und eine verringerte Elektrodenimpedanz. In Abbildung 2.2 wird die Aufnahme einer Mikronadelelektrode mit einem Rastersekundärelektronenmikroskop (SEM) gezeigt. Die Nadeln haben einen Durchmesser von  $40 \mu\text{m}$  und eine Länge von  $160 \mu\text{m}$ . Der Nachteil dieser Elektroden ist eine minimale Verletzung der Haut, was zu einer Infektion führen kann. Aus diesem Grund haben sich diese Elektroden trotz guter elektrischer Eigenschaften praktisch nicht durchgesetzt.

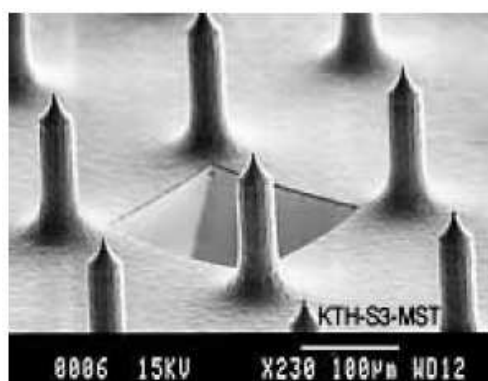


Abbildung 2.2.: Teilansicht einer Mikronadel-Elektrode, nach [Griss04].

---

<sup>2</sup>Elektrodenkdurchmesser 2 cm

### 2.1.2. Störbeeinflussung bei der EKG-Ableitung

Eine große Herausforderung bei der EKG-Ableitung ist die Unterdrückung unvermeidlicher Störsignale. Diese können zum Beispiel durch eine kapazitive oder induktive Kopplung des Körpers und der Messtechnik zum Energieversorgungsnetz entstehen. Die Störsignale können erheblich größer als das EKG-Nutzsignal sein. Diese Problematik wird durch den Einsatz von symmetrisch aufgebauten Instrumentenverstärkern mit hohem Gleichtaktunterdrückungsfaktor (CMRR) und durch aktive Abschirmung von Messkabeln gut beherrscht. Die Einkopplung von induktiven Störungen lässt sich durch einen großen Abstand zur Störsignalquelle oder maßgeblich durch das Verdrillen der Signalleitungen vermeiden. Bei den induktiven Störungen sind noch Verbesserungen möglich, da die von leitfähigen Messkabeln und dem Körper umschlossene Fläche nicht zu Null werden kann. Das Verdrillen erreicht bei der Ankopplung der Messkabel an den Körper und die Gliedmaßen seine Grenze. Hier ist oft nur ein ausreichend großer Abstand zu induktiven Störquellen oder eine magnetische Abschirmung die Lösung des Problems. Auch eine rein kapazitive Kopplung (nicht galvanisch) wie beim Elektrik-Potential-Sensor löst dieses Problem nicht. In [Vollmer04] werden Einschränkungen und Ursachen für Störsignale bei der EKG-Ableitung wie folgt diskutiert:

1. Bei Lageänderungen und Bewegungen von Gliedmaßen kommt es zu mechanischen Verschiebungen der Elektrode. Das elektrochemische Gleichgewicht, das heißt die Halbzellspannung stellt sich neu ein. Wenn dieser Effekt unterschiedlich an den Messelektroden abläuft, werden Differenzstörspannungen erzeugt, die der Instrumentenverstärker nicht reduziert, sondern zusammen mit den Nutzsignalanteil verstärkt.
2. Durch Hebung und Senkung des Brustkorbs kommt es ständig zu einer leichten Dehnung und Stauchung der Haut und insbesondere auch der Hornschicht. Es ändert sich dadurch die Polarisierung der Elektrolyt-Haut-Grenzschicht, wodurch laut [Webster06] Differenzstörsignale verursacht werden.
3. Wenn sich der Anpressdruck der Elektroden bei Bewegung verändert, bewirkt dies in den Grenzschichten Elektrode/Elektrolyt und Elektrolyt/Haut veränderliche Potentiale. Ein geregelter Andruck wäre ideal, wird aber in typischen mobilen Langzeitanwendungen mit Klebeelektroden nicht erreicht. Ein mit Elektrolytgel getränkter Schwamm zwischen

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

Haut und Elektrodenmaterial schafft einigermaßen definierte Bedingungen zwischen Haut, Elektrolyt und Elektrode. Ein Abheben und Lösen der Elektrode von der Haut wird vermieden. In der Klinik erfüllen Napf-elektroden diese Funktion.

4. Kapazitiv eingekoppelte Störströme, elektrostatische Aufladung durch Reibung von Kleidung an der Elektrode und induktiv durch Magnetfelder in die Leiterschleife (Kabel→Elektrode→Körpergewebe→Elektrode→Kabel) induzierte Störspannungen verursachen Störsignale.
5. Da beim EKG Potentialdifferenzen gemessen werden, muss es immer mindestens zwei Kontaktstellen am Körper geben. Ein miniaturisierter z.B. als Uhr am Arm tragbarer kabelloser EKG-Sensor konnte daher noch nicht entwickelt werden. Die Firma *imec*. vertreibt einen kleinen an der Brust tragbaren *ECG patch*. Ähnlich wie ein Herzschrittmacher könnte ein ins Herz implantierter Sensor die kleinstmögliche Realisierung sein.

Kapitel 1.4 enthält auch zutreffende Hinweise.

## 2.2. Messung von Druckänderungen

### 2.2.1. Allgemeine Informationen zur druckbasierten Pulsfrequenzmessung

Die hier gemessenen Druckänderungen werden durch Querschnittsänderungen der Arterien erzeugt. Diese Änderungen entstehen durch Druckwellen in den Arterien, welche vom Herzschlag verursacht werden. Eine Vergrößerung des Querschnitts der Arterien tritt auf, wenn sich eine Pulswelle mit höherem Blutdruck durch die Arterien bewegt. Der Druck der Pulswelle liegt zwischen systolischem und diastolischem Blutdruck. Die Variation des Druckes im Blutgefäß wird mechanisch durch das Körpergewebe auf den Pulssensor übertragen. Das Sensorelement im Pulssensor ist eine Piezoscheibe, die bei mechanischer Krafteinwirkung elektrische Ladungen trennt bzw. verschiebt. Die zwei Elektroden zur Ableitung der Ladungen bilden zusammen mit dem Piezokristall als Isolator eine Kapazität. Diese wird zunächst durch die Ladungen aufgeladen. Parallel geschaltete Widerstände wie z.B. ein Messverstärkereingang entladen den Kondensator wieder. Dadurch hat der Sensor ein Hochpassverhalten und kann nur Druck- bzw. Kraftänderungen messen.



## 2.2. Messung von Druckänderungen

Erst durch Integration des gemessenen Signals kann die Druckzeitfunktion bzw. das Pulssignal gemessen werden. Wenn der Sensor wie in Abbildung 2.3 mit einem Klettband am Finger befestigt wird, können Pulssignale mit gutem Signal-Stör-Abstand (SNR) gemessen werden. Auch am Unterarm wurden gute Ergebnisse erzielt, wenn der Druckänderungssensor<sup>3</sup> (PC) wie in Abbildung 2.4 direkt über einer größeren Arterie platziert wurde. An anderen Messorten waren die Messergebnisse nicht zufriedenstellend. Mit einem Dehnungsmessstreifen (DMS) ließe sich die Druckzeitfunktion direkt messen. Aufgrund der Ergebnisse in Kapitel 3 und der großen Querempfindlichkeit wurde die Druckmessung in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt. Abbildung 2.3 zeigt den Druckän-

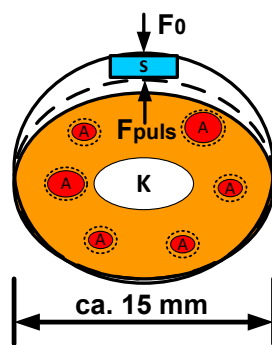


Abbildung 2.3.: Druckänderungssensor am Finger.

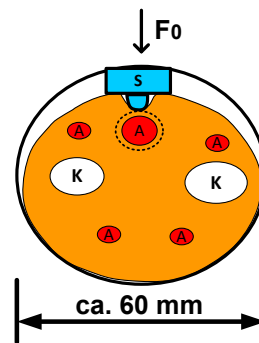


Abbildung 2.4.: Druckänderungssensor am Unterarm.

derungssensor *MLT1010/D* von der Firma *ADInstruments GmbH*. Er wird bestimmungsgemäß mit einem Klettband an einem Fingerendglied befestigt und umspannt viele kleine Arterien (Blutkapillaren). Der Druck innerhalb des Klettbandes ändert sich durch die Summe der pulsabhängig geweiteten Arterien im Finger. Die verwendeten Abkürzungen in Abbildung 2.3 sind „K“ für Knochen, „A“ für Arterie, „S“ für Druckänderungssensor, „ $F_0$ “ für die vom Klettband verursachte Kraft und „ $F_{puls}$ “ für die pulsabhängige Kraft auf das Sensorelement. In Abbildung 2.4 ist der Sensor am Unterarm angebracht. Über einen kleinen Stößel auf dem Sensor übt vorrangig die Ausdehnung einer Arterie Druck auf den Sensor aus. Die verwendeten Abkürzungen im Bild sind „K“ für Knochen, „A“ für Arterie, „S“ für Drucksensor und „ $F_0$ “ für die Kraft, die vom Klettband erzeugt wird.

<sup>3</sup>Engl. PC: pressure change

### 2.2.2. Störbeeinflussung bei der Druckänderungsmessung

Nach den ersten Messungen mit dem Piezosensor *MLT1010/D* wurde festgestellt, dass die für eine Anwendung am Finger dimensionierte große Auflagefläche für Messungen am Unterarm ungeeignet ist. Es wurden mit diesem Sensor am Arm kaum Druckänderungen gemessen. Die kleinen Kräfte von den tiefer liegenden Blutgefäßen im Arm konnten kaum auf den Sensor übertragen werden. Daher wurde in der Masterarbeit [Lohse11] ein optimierter aktiver Sensor für die Anwendung am Arm entwickelt, der in Kapitel B.1.3 kurz vorgestellt wird.

Es ist immer notwendig, den Sensor fest mit dem Körper zu verbinden. Zur Befestigung am Arm, dem Finger oder der Stirn wurde ein Klettband verwendet. So konnte der Sensor den Bewegungen des Körpers oder Fingers folgen. Wenn der Sensor z.B. am Tisch befestigt und der Finger mit Muskelkraft darauf gedrückt wurde, war aufgrund der unvermeidbaren spontanen Bewegungen wie Zittern keine Pulsmessung möglich. Die Bewegungsstörsignale waren wesentlich größer als die messbaren Pulssignale. Der Sensor war weiterhin sehr empfindlich gegen Schallwellen, Beschleunigungen und auch Temperaturschwankungen.

Bei einer Pulsmessung am Unterarm neben dem Handgelenk in Ruhe erzeugte allein die Bewegung eines Fingers so große Störsignale, dass keine Pulsmessung mehr möglich war. Das ist ein wichtiger Grund, warum der Messort Unterarm nicht in jedem Falle geeignet ist.

Bei kräftigem Drücken eines Pulssensors oder einer Elektrode auf den Arm traten maximal Drücke bis  $p = 20 \text{ kPa}$  auf, was  $p = 150 \text{ mmHg}$  entspricht. Das bedeutet, wenn der äußere Druck den systolischen Druck von z.B.  $p = 130 \text{ mmHg}$  übersteigt, werden die Arterien im Arm zugeedrückt und der Blutfluss wird unterbrochen. Je nach Messort und dem lokalen statischen Blutdruck, kann der Verschluss auch bei einem kleineren Druck des Sensors z.B. an der Stirn oder bei einem größeren Druck z.B. am Fuß eintreten. Die elektrisch kapazitive und induktive Störbeeinflussung konnte durch eine symmetrische Ankopplung der Piezoscheibe an einen Instrumentenverstärker und kurze verdrehte Drähte ( $<10 \text{ mm}$ ) unterdrückt werden. Der Sensor musste mit optimalem Andruck möglichst direkt über einer Arterie positioniert werden, um eine gute Nutzsignalqualität in Ruhe zu erhalten. Bei zu großem Andruck hat der Sensor das Blutgefäß sogar zugeedrückt, so dass keine Pulsmessung mehr möglich war.

## 2.3. Impedanzplethysmographie

### 2.3.1. Der Impedanzbegriff

Die Impedanz ist eine bedeutende Größe der Elektrotechnik, die auch als komplexer Wechselstromwiderstand bezeichnet wird. Sie ist eine Kenngröße linearer elektrischer Systeme bei sinusförmiger Anregung im eingeschwungenen Zustand. Nach Überführung der sinusförmigen Funktionen vom Zeitbereich in den Bildbereich der komplexen Wechselstromrechnung setzen sich die elektrischen Größen in der Komponentenform aus einem Realteil und einem Imaginärteil bzw. in der Exponentialform aus einem Betrag und einem Phasenwinkel zusammen. Die Impedanz  $\underline{Z}$  wird nach dem ohmschen Gesetz der Wechselstromtechnik direkt als Quotient aus der komplexen Spannung  $\underline{u} = \hat{u} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_u)}$  und dem komplexen Strom  $\underline{i} = \hat{i} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_i)}$  nach Formel 2.1 berechnet. Eine Voraussetzung ist ein  $\hat{i}$  größer Null. Bei zeitinvarianten Systemen ist die Impedanz konstant und kann mit einem ruhenden Zeiger dargestellt werden.

$$\underline{Z} = \frac{\underline{u}}{\underline{i}} = \frac{\hat{u} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_u)}}{\hat{i} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_i)}} = \frac{\hat{u}}{\hat{i}} \cdot e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = |\underline{Z}| \cdot e^{j\varphi_Z} \quad (2.1)$$

$$\underline{Z} = \operatorname{Re}\{\underline{Z}\} + j\operatorname{Im}\{\underline{Z}\} = R + jX \quad (2.2)$$

In Formel 2.1 sind  $\hat{u}$  die Amplitude der Spannung,  $\hat{i}$  die Amplitude des Stromes,  $\omega$  die Kreisfrequenz,  $t$  die Zeit. Die Nullphasenwinkel von Spannung und Strom sind  $\varphi_u$  und  $\varphi_i$ . Oft wird der Betrag der Impedanz  $\underline{Z}$  und der Phasenwinkel  $\varphi_Z$  angegeben. In Formel 2.2 ist  $R$  der Realteil und  $X$  der Imaginärteil der Impedanz. Aufgrund kapazitiver oder induktiver Blindelemente in einem Wechselstromnetzwerk ist die Impedanz eine Funktion der Frequenz  $\underline{Z} = g(f)$  beziehungsweise der Kreisfrequenz  $\underline{Z} = f(\omega)$ . Im menschlichen Körper lassen sich ohmsch-kapazitive Impedanzen messen. Die Bioimpedanz soll im folgenden Kapitel näher erläutert werden.

### 2.3.2. Die Bioimpedanz

Laut [Grimnes08] S.1 oder [Grimnes14] betreffen die Begriffe Bioimpedanz, Bioelektrizität und elektrische Eigenschaften von biologischem Gewebe die gleiche Thematik, haben aber eine unterschiedliche Bedeutung.

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

Die **Bioelektrizität**<sup>4</sup> beschreibt die Fähigkeit von biologischem Gewebe Elektrizität zu generieren. Die Selbsterregung des Herzens und die Strompulse eines Zitteraals sind Beispiele für Bioelektrizität. In [Malmivuo95] werden Grundlagen zu bioelektrischen und -magnetischen Feldern behandelt.

Die **Bioimpedanz** lässt sich als die Impedanz von biologischem Gewebe definieren. Das heißt, sie beschreibt die passiven elektrischen Eigenschaften und insbesondere die Fähigkeit, den Stromfluss zu hemmen<sup>5</sup>. Abbildung 2.5 zeigt schematisch zwei mögliche Vierleiteranordnungen zur Messung der Impedanz an einem homogenen Gewebeabschnitt. In **Variante A** sind die Elektroden in Reihe nebeneinander angeordnet. In diesem Fall fließt ein nicht vernachlässigbarer Anteil des Stromes durch die metallischen Messelektroden. Dadurch wird die Stromdichte im Gewebe unter den Elektroden verkleinert. In **Variante B** sind die Elektroden zum Einprägen des Stromes und die Messelektroden parallel an der Ober- und Unterseite des Armes angeordnet. In [Grimnes08] S.188 wird diese Anordnung als „Four-electrode system“ vorgestellt. Mit den eingezeichneten Linien der Stromdichte  $\vec{S}$  wird angedeutet, dass die Platzierung und die Kontaktfläche der Strominjektionselektroden das Strömungsfeld stark beeinflusst. Der bei der Messung erfasste Gewebeabschnitt wird auch durch die Platzierung und Abmaße der Messelektroden bestimmt. Aus diesem Grund wird die mit einer speziellen Elektrodenanordnung gemessene Impedanz als **Transferimpedanz** bezeichnet. Laut [Martinsen08] lässt sich aufgrund nur einer Messung kaum eine absolute Aussage über die tatsächliche, von der Elektrodenanordnung unabhängige Bioimpedanz treffen. Es besteht sogar die Gefahr einer Fehlinterpretation der Messergebnisse. Bei der Pulsmessung muss ein möglichst großer Anteil des Prüfstromes durch die Arterien fließen, damit die Transferimpedanz möglichst stark durch das Pulssignal moduliert wird. Die Abbildung 2.6 zeigt ein stark vereinfachtes elektrisches Modell des Unterarmes als inhomogenes Gewebestück. Dieses relativ einfache 3D-Modell diene zur numerischen Berechnung<sup>6</sup> der Stromdichte im Arm und des Potentials an den Elektroden. Als XY-Querschnittsfläche des Armes wurde ein regelmäßiges Achteck gewählt, damit die metallischen Plattenelektroden plan aufliegen.

---

<sup>4</sup>Die Elektrophysiologie ist das medizinische Fachgebiet.

<sup>5</sup>Engl. impede: behindern

<sup>6</sup>Mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode (FEM).

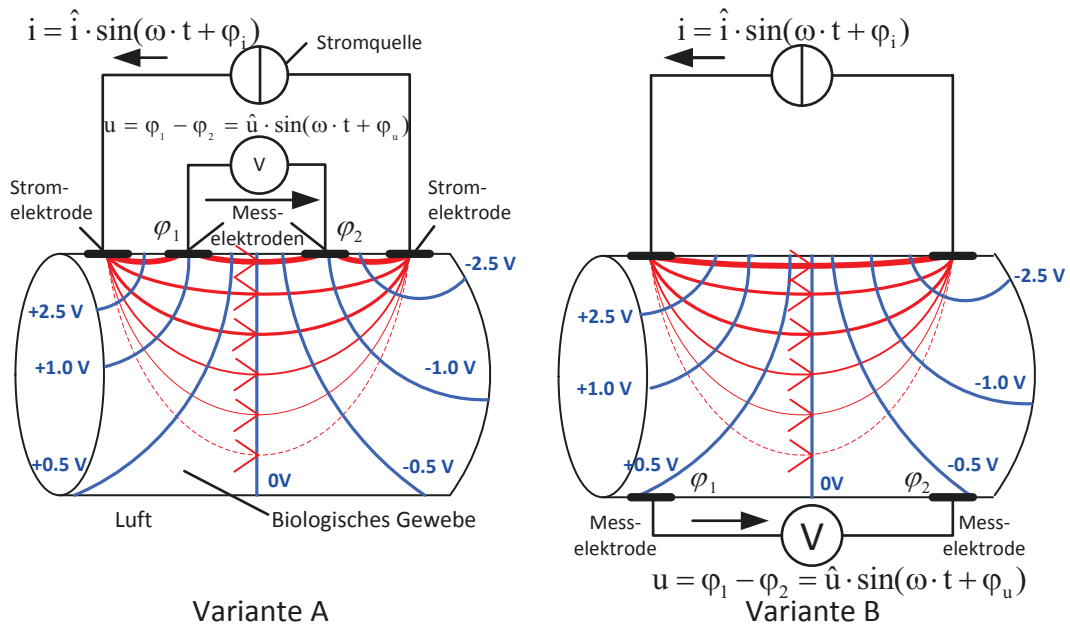


Abbildung 2.5.: Messung der Transferimpedanz mit Vierelektrodenanordnung.

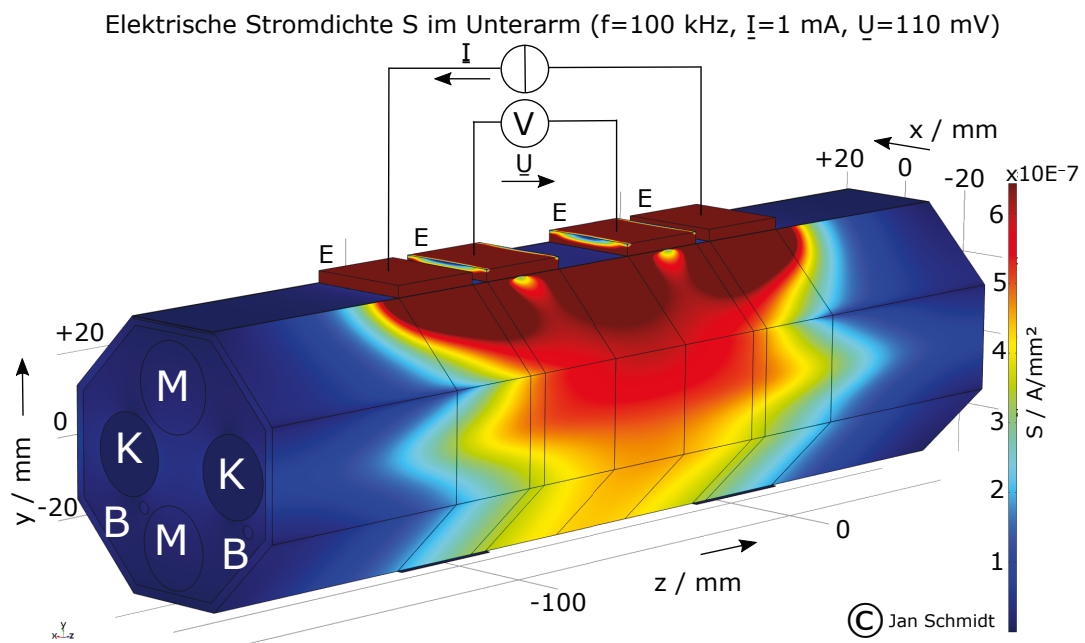


Abbildung 2.6.: Simulation des Strömungsfeldes im Unterarm. E: Elektroden, K: Knochen, M: Muskel, B: Blutgefäße.

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

Die erste interessante Frage war, welche relative Stromdichte in den tiefer liegenden Arterien<sup>7</sup> auftritt und ob in der gemessenen Transferimpedanz neben oberflächlichen Kapillaren auch tiefer liegende größere Arterien erfasst werden. Als zweite Fragestellung wurde untersucht, ob die Messelektroden das Strömungsfeld im Arm, wie vermutet, beeinflussen. Die verwendeten Leitfähigkeiten sind in Tabelle B.1 im Anhang B.3.4 dokumentiert. Die Grenzschicht zwischen Elektrode und Haut sowie die Permittivität der Blutgefäßwände wurde im Modell vernachlässigt. Ohne die Berücksichtigung von Blutgefäßwänden im Modell ist davon auszugehen, dass die berechneten Stromdichten in den Arterien etwas größer sind als die praktisch auftretenden. Unterhalb der Elektroden (E) wurden die hochohmige Epidermis und die Dermis<sup>8</sup> berücksichtigt. Weiterhin wurden das Muskelgewebe (M), Knochen (K) und zwei tiefer liegende Arterien als Blutgefäße (B) modelliert. Das Modell könnte um weitere Details, wie die Kapillaren in der Dermis und Subcutis, die Grenzschicht zwischen Elektrode und Elektrolyt auf der Haut oder die Wände der Blutgefäße erweitert werden. Es könnte auch mit verschiedenen Frequenzen und Stromdichten gerechnet werden. Mit weiteren umfangreichen Rechnungen ließen sich auch die Bedingungen finden, bei denen die Welligkeit, d.h. das Verhältnis  $\Delta Z_{Puls} / |Z|$  (siehe auch Kapitel 2.3.3) maximal wird. Auf eine exaktere Modellierung und weitere Simulationen wurde in dieser Arbeit verzichtet, weil die zwei interessanten Fragen geklärt werden konnten. Die gemessene Transferimpedanz wird durch Pulswellen in größeren Arterien moduliert, da der gesamte Armquerschnitt durchströmt wird. Die Elektrodenanordnung in Variante B ist vorteilhaft gegenüber Variante A, weil die Stromdichte an der Hautoberfläche weniger durch die Messelektroden beeinflusst wird. Auch praktisch wurden mit Variante B größere Pulssignalamplituden bei gleicher Stromstärke gemessen. Zur weiteren Verbesserung der Qualität des Pulssignals könnten die Strominjektions- und Messelektroden dicht über einer größeren Arterie angebracht werden. Eine höhere Stromstärke in den größeren Arterien bewirkt vermutlich auch größere Pulssignalamplituden. Als Ergänzung zu diesem Kapitel befinden sich im Anhang B.3.4 das berechnete FEM-Netz und Schnittansichten mit der Stromdichte- und der Potentialverteilung im 3D-Armmodell.

---

<sup>7</sup>arteria radialis und arteria ulnaris

<sup>8</sup>Dermis und Subcutis als eine Gewebsschicht.

#### **Bemerkungen zur Messung der Bioimpedanz:**

Die messtechnisch bestimmte Impedanz ergibt sich aus den Eigenschaften des biologischen Gewebes und aus dem Messaufbau. Daher müssen für die Impedanzmessung die Eigenschaften des Messaufbaus und insbesondere die Eigenschaften der Elektroden bekannt sein. In [Guttke12] wurden verschiedene Elektroden während einer Impedanzmessung unter Bewegungsbedingungen untersucht. Hierbei zeigte sich, dass mit Schweiß oder Elektrolytlösung angefeuchtete textile Elektroden unter Bewegungsbedingungen eine gute Alternative zu Einweg-Klebeelektroden sind. Bei Anwendung von invasiven Elektroden kommt es zu einer Verletzung der Haut. Sie werden zum Beispiel als Nadel- oder Mikroelektroden hergestellt. Solche Elektroden wurden in dieser Arbeit nicht verwendet. Zur Modellierung der elektrischen Eigenschaften an der Grenzschicht zwischen Metallelektrode und Haut wurden in [Meyer-Waarden 85] komplexe elektrische Ersatzschaltbilder entwickelt und z.B. in [Vollmer10] vorgestellt.

Die Begriffe **Zweielektroden-** und **Vierelektrodenmessung** [Grimnes08] S.188 sind vergleichbar mit den in der Messtechnik bekannten Begriffen Zweileiter- und Vierleitermessung. Der Unterschied ist nur, ob die Eigenschaften der Elektroden oder die Eigenschaften der Messleitungen zum Messobjekt im Fokus der Betrachtung stehen. Bei einer, wie in Abbildung 2.5 gezeigten, idealen Vierleitertechnik und ohne Bewegungsstörungen ist der Einfluss der Elektroden vernachlässigbar. Die gemessene Impedanz ergibt sich nur aus den Gewebeeigenschaften und der Geometrie des Strömungsfeldes. Anders ist es bei der Anwendung der Zweielektrodenanordnung. Hier müssen die Elektrodeneigenschaften aus dem Messergebnis eliminiert werden. Je nach Anwendung wird mit Spannungs- oder mit Stromeinprägung gemessen. Bei Messungen der Leitfähigkeit von Flüssigkeiten ist die Anwendung der Zweielektrodenanordnung zum Beispiel gängige Praxis. In diesem Fall wird eine spezifische Zellkonstante mit der Einheit  $\text{cm}^{-1}$  ermittelt und vor der Impedanzmessung die gesamte Messzelle kalibriert. Im konkreten Beispiel der Leitfähigkeitssonde LTG1/23 der Firma *Sensortechnik Meinsberg GmbH* wird dafür eine spezielle Kalibrierlösung<sup>9</sup> [Meinsberg14] verwendet.

---

<sup>9</sup>0,1 N KCl mit 12,9 mS/cm bei 25 °C

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

Das **Körpergewebe** ist von der Zusammensetzung her ein heterogenes und anisotropes<sup>10</sup> Material. Die Prozesse an Grenzflächen zwischen einzelnen Zellen, verschiedenen Gewebearten oder an den Segmenten einzelner Organe sind bestimmend für die Transferimpedanz. Obwohl es sich bei biologischem Gewebe um sehr komplexe Strukturen handelt, wird biologisches Gewebe in der Praxis je nach Messanordnung und Messaufgabe räumlich begrenzt als homogenes Material modelliert. Das ermöglicht die Interpretation der Transferimpedanz mit Hilfe eines einfachen Modells bzw. RC-R-Ersatzschaltbildes.

### 2.3.3. Pulsfrequenzmessung mittels IPG

Für die Pulsfrequenzmessung wird das Impedanzplethysmogramm (**IPG**), d.h. die Zeitfunktion des Impedanzbetrages berechnet und ausgewertet. Hierfür ist ein sinusoidaler Wechselstrom mit einer festen Frequenz hinreichend. Der Phasenwinkel der Impedanz ändert sich bei der Aufzeichnung des IPGs kaum und kann vernachlässigt werden. Es genügt, den zeitlichen Verlauf des Betrages der komplexen Impedanz darzustellen. In der Praxis wird das mit Hochpass gefilterte IPG auch invertiert oder die erste Ableitung des IPGs als Pulssignal verwendet.

Der messtechnisch bestimmte Betrag der Transferimpedanz  $|\underline{Z}|$  setzt sich aus der **Grundimpedanz des Gewebes**  $Z_0$  als Gleichanteil und aus der pulsabhängigen **zeitlichen Änderung**  $\Delta Z_{puls}$  als Nutzsignal und Wechselanteil zusammen. Aus der Zeitfunktion  $\Delta Z_{puls}(t)$  lassen sich die Pulsfrequenz und die Herzratenvariabilität bestimmen. Die Zeit zur Bestimmung eines Messwertes der Impedanz muss kleiner als die zeitliche Veränderung der Gewebeimpedanz sein. D.h. die Abtastfrequenz der Funktion  $\Delta Z_{puls}(t)$  muss mindestens doppelt so groß wie die maximal im Signal enthaltene Frequenz sein ( $f_{s,\Delta Z_{puls}} \geq 30 \text{ Hz}$ ). Bei der **praktischen Pulsmessung am Unterarm** hatte die Grundimpedanz Werte im Ohm-Bereich. Das Puls-Nutzsignal  $\Delta Z_{puls}$  hatte hingegen nur Werte im Milliohm-Bereich. Daher erfordert die IPG-Messung einen großen Signal-Rausch-Abstand für  $\Delta Z_{puls}(t)$ . Die Messung des IPGs erfolgt in der Regel mit der Vierelektrodenanordnung wie in Abbildung 2.5 und mit Stromeinprägung.

---

<sup>10</sup>Materialeigenschaften sind vom Ort (heterogen) und von der Richtung (anisotrop) abhängig.



Die Änderung der elektrischen Impedanz des Gefäßbettes wird auch durch die Effekte der strömungsabhängigen Ausrichtung der Erythrozyten [Visser76] und durch eine pulsabhängige Querschnittsänderung der Arterien [Grimnes08] hervorgerufen. Laut experimentellen Untersuchungen von [Visser76] ist die Änderung der Leitfähigkeit von der Strömungsgeschwindigkeit, dem Hämatokrit (Hkt), dem Schlagvolumen (SV) und der Pulsfrequenz abhängig. Es wurde auch festgestellt, dass sich ab einer bestimmten Pulsfrequenz die Form des Pulssignals stark verändert. Bei Bewegung kommt es zusätzlich zu einer mechanischen Beeinflussung des Gewebes, was das Strömungsfeld und die gemessene Transferimpedanz verändert. Ein Vorteil des IPGs ist die mögliche schmalbandige Messung bei monofrequenter sinusförmiger Anregung mit Frequenzen zwischen  $10\text{kHz} \leq f \leq 10\text{MHz}$ . Die angeregte Frequenz kann durch schmalbandige Filterung aus dem Messsignal extrahiert werden. Das gesuchte Pulssignal lässt sich z.B. durch Demodulation der gemessenen Signale mit einem Lock-In-Verstärker bestimmen (siehe Abbildung B.7 im Anhang B.3.2).

### 2.3.4. Einschränkungen bei der Impedanzplethysmographie

Bei der Messung der Bioimpedanz sind Impedanzänderungen an den Stromelektroden störend, falls die reale Stromquelle Impedanzänderungen nicht schnell genug ausregeln kann und sich dadurch das Strömungsfeld im Gewebe ändert. In das Körpergewebe können nur relativ kleine Stromdichten eingepreßt werden. Die maximal mögliche Stromstärke ergibt sich aus der Geometrie und Anordnung der Elektroden, dem Messort und der maximal zulässigen Stromdichte im biologischen Gewebe. Für eine Pulsmessung am Arm werden nur Stromstärken unterhalb der Wahrnehmungsgrenze angewendet. Die Wahrnehmungsgrenze ist von der Frequenz abhängig und individuell unterschiedlich. Bei praktischen Experimenten mit dem Therapiegerät *stimutur 601* von Firma TUR Therapietechnik GmbH an der Hand lag die Wahrnehmungsgrenze bei  $f \leq 2\text{kHz}$  im Bereich  $I \approx 2\text{mA} \dots 4\text{mA}$ . Bei Frequenzen  $f > 10\text{kHz}$  verschwindet die Reizwirkung und der Stromfluss wird nur noch durch die Wärmewirkung wahrgenommen. Bei der Pulsmessung mit dem Impedanzplethysmographen *RheoScreen compact* der Firma Medis Medizinische Messtechnik GmbH wird der eingepreßte Strom mit dem Effektivwert  $I = 1\text{mA}$  und

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

der Frequenz  $f_0 = 100 \text{ kHz}$ ) weder thermisch noch durch eine Reizwirkung wahrgenommen. Beim IPG ist der Quotient von Nutzsignal zum Gleichanteil (Grundimpedanz) klein (Formel 2.3).

$$\frac{\Delta Z_{puls}}{Z_0} \leq 10^{-2} \quad (2.3)$$

Bei praktischen Versuchen unter den oben genannten Messbedingungen wurden über der Transferimpedanz  $Z_0$  Spannungen im Bereich  $100 \text{ mV} \dots 1 \text{ V}$  gemessen. Die Spannung des gemessenen Nutzsignals war kleiner als  $1 \text{ mV}$ . Wenn die Demodulation der Messsignale digital erfolgen und beide Signalanteile mit nur einem Spannungsmessgerät gemessen werden sollen, muss ein hochauflösender und rauscharmer der AD-Wandler verwendet werden. Wenn eine solche Messkette nicht gefordert ist, muss vor der AD-Wandlung mit analoger Signalverarbeitung der Gleichanteil des IPGs entfernt und der Wechselanteil verstärkt werden. Am Markt sind für die Signalaufbereitung geeignete Lock-In-Verstärker oder spezielle Impedance-to-Digital Converter-ICs zur Impedanzmessung erhältlich.

Das IPG wird von Änderungen der Grundimpedanz durch Muskelkontraktionen und durch ein verändertes Strömungsfeld im Gewebe durch Bewegung verfälscht. Bei Messungen über dem Muskel *Flexor Carpi Radialis* traten bei starker Kontraktion Änderungen der Grundimpedanz  $|\Delta Z_0|$  von bis zu drei Ohm auf. Die Änderung der Grundimpedanz  $|\Delta Z_0|$  durch Muskelkontraktion ist eine große Störsignalquelle bei der IPG-Messung.

## 2.4. Optische Messverfahren

In diesem Kapitel werden die wichtigsten Grundlagen der Photoplethysmographie behandelt. Auch die Pulsoximetrie wird in dieser Arbeit kurz vorgestellt, weil sie ein wichtiges, klinisch etabliertes Messverfahren ist und die Einschränkungen der Pulsoximetrie gelten auch bei der Photoplethysmographie.

Für die Anwendbarkeit des in dieser Arbeit entwickelten Störunterdrückungsalgorithmus war ein möglichst großer Signal-Rausch-Abstand (SNR) im Photoplethysmogramm (PPG) in Ruhe eine wichtige Voraussetzung. Daher wurde in dieser Arbeit der Fokus nur auf die Photoplethysmographie gelegt, um bei der Sensorentwicklung die bestmögliche Signalqualität in Ruhe zu errei-

chen. Wenn neben der Reflexion Licht durch mehrfach diffuse Streuung zurückgeworfen wird, spricht man von Lichtremission. In dieser Arbeit wurden nur Sensoren verwendet, die auf Lichtremission (siehe Abbildung 2.7) basieren, um einen möglichst flexibel beim Sport tragbaren Pulssensor entwickeln zu können. Für eine Messung mit Licht-Transmission ist die Anzahl der geeigneten Messorte am Körper gering. Gemessen wird am Ohr, an der Nase, an den Fingern und eventuell auch an den Fußzehen. Mit Lichtremission arbeitende Pulsoximeter erreichen in der Regel schlechtere Messgenauigkeiten als Pulsoximeter, die mit Lichttransmission arbeiten. Laut [Kraitl08] S.52 ist für die Pulsoximetrie die Lichttransmission vorzuziehen. Möglichkeiten zur Analyse von PPG-Signalen werden in Kapitel 9 in [Kraitl08] behandelt.

### 2.4.1. Photoplethysmographie, Spektralphotometrie und Pulsoximetrie

- Die **Spektralphotometrie** ist ein Verfahren, mit dem die optischen Eigenschaften von Stoffen und Gewebe bei verschiedenen Lichtwellenlängen untersucht werden können. Es wird gleichzeitig oder sequentiell ein optisches Spektrum gemessen. Bei zeitlicher Veränderung der Eigenschaften des Gewebes kann auch ein spektraler Zeitverlauf gemessen werden.
- Bei der **Photoplethysmographie** wird im Idealfall nur mit einer Wellenlänge angeregt und unter Ausnutzung der spektralen optischen Eigenschaften des Blutes die Blutvolumenänderung in Blutgefäßen am Messort bestimmt. Es tritt eine mit dem Pulsschlag variierende Veränderung der Lichtabsorption im Blutvolumen auf.
- Bei der **Pulsoximetrie** werden Photoplethysmogramme bei mindestens zwei verschiedenen Wellenlängen gemessen, um daraus die Sauerstoffsättigung des Blutes zu berechnen.

### 2.4.2. Optische Strahlung

Der Begriff sichtbares „Licht“ bezieht sich auf den kleinen Wellenlängenbereich von etwa 400 nm bis 700 nm im elektromagnetischen Spektrum. Das Licht in

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

diesem Bereich ist mit dem menschlichen Auge sichtbar. Die angrenzenden Bereiche mit größeren Wellenlängen (infrarot) und kleineren Wellenlängen (ultraviolett) werden losgelöst von der menschlichen Wahrnehmung auch als Licht bezeichnet. Je nach Wellenlängenbereich wird von Strahlung (z.B. Röntgenstrahlung) oder von Wellen (z.B. Funkwellen) gesprochen. Die in Experimenten zu beobachtenden Eigenschaften von Licht können teilweise mit Welleneigenschaften<sup>11</sup> und teilweise mit Teilcheneigenschaften<sup>12</sup> erklärt werden. Der **Welle-Teilchen-Dualismus** ist hierbei zu beachten. Das physikalische Funktionsprinzip von optischen Sensoren und die Wirkung von Licht auf Festkörper werden in [Schaumburg92] S.307 ff. und in [Kraitl08] S.9 ff. beschrieben.

Das **Wellenmodell** ist zur Beschreibung der Ausbreitung von Licht geeignet. Lichtwellen sind zeit- und ortsabhängige elektromagnetische Wellen mit bestimmter Wellenlänge  $\lambda$ , die sich im Raum ausbreiten. Der Raum kann dabei ein Medium oder auch ein Vakuum enthalten. Im Vakuum ist die Gruppen- oder auch Ausbreitungsgeschwindigkeit gleich der Lichtgeschwindigkeit<sup>13</sup>  $c_0$  und die Wellenlänge  $\lambda_0$  lässt sich mit Hilfe der Frequenz  $f$  berechnen.

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} \quad (2.4)$$

Die Brechzahl  $n$  ist in Luft etwa 1 und in einem Medium kann sie mit Formel 2.5 berechnet werden.

$$n_{\text{Medium}} = \frac{c_0}{c_{\text{Medium}}} = \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{Medium}}} \quad (2.5)$$

Beim Übergang der Welle in ein Medium mit einer Brechzahl größer eins sind die Wellenlänge und die Ausbreitungsgeschwindigkeit um den Faktor  $n_{\text{Medium}}$  kleiner als im Vakuum.

Zum Beispiel beträgt die Brechzahl bei Quarzglas  $n_{\text{Quarz}} = 1,54 \dots 1,45$  im Wellenlängenbereich  $\lambda = 200 \text{ nm} \dots 1000 \text{ nm}$ . Die Änderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit der Wellen an Grenzflächen ist bei der Einkopplung von Licht ins Gewebe und eventuell auch bei der Sensorkonstruktion zu beachten.

---

<sup>11</sup>Beugung und Interferenz sowie bei Lichtstrahlen die elektrische Polarisation

<sup>12</sup>Die Anregung eines Teilchens auf ein höheres Energieniveau mittels „quantisierter“ Anregungsenergie.

<sup>13</sup> $c_0 = 299792485 \text{ m/s}$

Die Richtungsänderung der Wellen im Medium wird durch Brechung und Beugung an Grenzschichten oder auch an Teilchen unterschiedlicher Dichte verursacht. In das Gewebe eindringendes Licht erzeugt eine Verschiebungsstromdichte. Durch auftretende Leitungs- und ggf. auch Polarisationsverluste erfolgt eine Energieumwandlung in JOULEsche Wärme. Der Ortsverlauf der umgewandelten Energie ist als exponentiell abnehmende Lichtintensität messbar. Er wird mit einem material- und frequenzabhängigen Absorptionskoeffizienten  $\mu_a$  und dem Wellenmodell der Lichtausbreitung beschrieben.

Das **Teilchenmodell** eignet sich zur Beschreibung der Lichtabsorption durch Elektronenübergänge innerhalb des Festkörpers (innerer Photoeffekt) und aus dem Festkörper heraus (äußerer Photoeffekt). Die Modellierung der Lichtausbreitung im Körpergewebe ist nicht trivial und nur unter Anwendung stark vereinfachter Modelle, wie der Annahme eines homogen durchbluteten Mediums möglich. Abbildung 2.7 veranschaulicht die Reflexion von Licht bzw. die selektive Remission an undurchsichtigen Körpern.

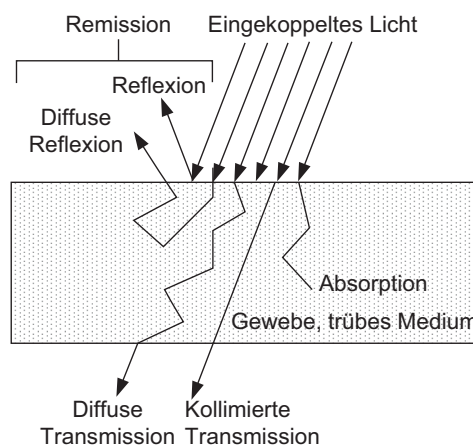


Abbildung 2.7.: Lichtausbreitung in einem trüben Medium.

Diese verursacht die sichtbaren Farben von Körpern und Gegenständen. Der Farbton, den ein Betrachter sieht, kommt dadurch zustande, dass im Material das komplementäre Farbspektrum absorbiert wird. Beispielsweise entsteht die grüne Farbe der Pflanzen durch Absorption der Wellenlängen des roten Lichtes  $640\text{ nm} \leq \lambda \leq 680\text{ nm}$  im Chlorophyll. Die sichtbare Komplementärfarbe grün wird vom Blatt remittiert [Litfin05] S.157. Auch die optischen Eigenschaften des Blutes ändern sich unter anderem in Abhängigkeit von der Sauerstoffsättigung

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

des Blutes. Mit Sauerstoff angereichertes Blut hat eine rötliche und sauerstoffarmes Blut eine etwas bläuliche Farbe. Sauerstoffarmes Blut absorbiert rotes Licht stärker als sauerstoffreiches Blut.

Stoffe bei denen vorrangig Absorption und Streuung die Lichtausbreitung bestimmen, werden als „trübe Medien“ bezeichnet. Diese Definition trifft auf Körpergewebe und auch auf das Blut zu. In Abbildung 2.7 wird schematisch dargestellt, wie sich in das Medium eingebrachte Photonen bewegen können. Sie bewegen sich geradlinig bis sie an einem Teilchen mit veränderter Dichte gestreut, reflektiert und zum Teil auch absorbiert werden. Nicht absorbierte Photonen treten reflektiert oder transmittiert wieder aus der Oberfläche des Stoffes aus. Die aus dem Gewebe austretende Lichtintensität kann mit einem Sensor gemessen werden. Die photometrischen Messverfahren beruhen auf der Eigenschaft verschiedener Stoffe, Licht mit bestimmten Wellenlängen unterschiedlich stark zu absorbieren, zu transmittieren und zu remittieren.

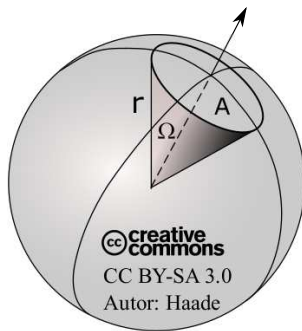
Die Lichtintensität  $I_v$  wird auch als Lichtstärke bezeichnet und hat die Einheit Candela (cd). Sie beschreibt die Intensität bzw. Helligkeit einer Lichtquelle und ist nach Formel 2.6 definiert [Tietze02].

$$I_v = \frac{d\Phi}{d\Omega} \text{ mit } [I_v] = 1 \text{ cd} = 1 \frac{\text{lm}}{\text{sr}} \approx 1,47 \frac{\text{mW}}{\text{sr}} \quad (2.6)$$

Der Lichtstrom  $\phi$  gibt an, welche Anzahl Photonen oder auch Lichtquanten je Zeiteinheit einen Beobachtungsquerschnitt A passieren. Der Raumwinkel  $\Omega$  wird nach Formel 2.7 definiert. Es ist der Quotient aus der durchstrahlten Kugeloberfläche A in Abbildung 2.8 und dem Abstandquadrat  $r^2$  von der punktförmigen Lichtquelle.

### 2.4.3. Photoplethysmographie

Die Photoplethysmographie ist ein nichtinvasives, kostengünstiges und qualitatives Messverfahren zur Bestimmung des Blutflusses in der Haut [Elgendi12] bzw. zur Bestimmung der arteriellen Pulsationen [Kraitl08] S.40. Es basiert auf der Erfassung der vom Puls abhängigen Volumenänderungen in den Blutgefäßen anhand der spektralen Eigenschaften des Blutes. Das Photoplethysmogramm (PPG) kann zur Früherkennung von Blutgefäßerkrankungen wie zum



$$\Omega = \frac{A}{r^2} \text{ mit } [\Omega] = 1 \text{ sr} \quad (2.7)$$

sr...Steradian

Abbildung 2.8.: Kanonischer  
Raumwinkel  
[Haade10].

Beispiel einer Arteriosklerose dienen. Auch für eine regelmäßige Überwachung der Pulsfrequenz eines Menschen kann das PPG genutzt werden.

Bei systolischem Blutdruck kommt es zu einer Vergrößerung des Querschnittes der Arterien. Im vergrößerten Blutgefäß befindet sich ein größeres Blutvolumen und eine höhere Anzahl von Erythrozyten. Mit zunehmender Anzahl von Erythrozyten am Messort kommt es auch zu einer stärkeren Lichtabsorption. Der Wechsel zwischen systolischem und diastolischem Blutdruck kann als Schwankung der aus dem Gewebe austretenden Lichtintensität gemessen werden.

Die Veränderung des Blutvolumens ist eine Ursache zur Entstehung eines PPGs. Abbildung 2.9 unten zeigt ein typisches am Mittelfinger gemessenes Remissions-PPG. Diese Darstellung hat sich in der klinischen Praxis etabliert und dieses PPG hat die gleiche Polarität wie der Blutdruck. Diese Polarität des PPGs entsteht z.B., wenn das Signal der gemessenen Lichtintensität bandpassgefiltert und invertiert wird. Je nach der elektronischen Schaltung des Pulssensors wird das PPG auch direkt mit dieser Polarität ausgegeben. In dieser Arbeit wurden die PPGs zum größten Teil in der Polarität der Lichtintensität gemessen und verarbeitet. Abbildung 2.10 zeigt ein typisches Beispiel. In [Abicht03] S.14 wird eine weitere Ursache zur Entstehung des Photoplethysmogramms vorgestellt.

Die **Ausrichtung der Erythrozyten** ist abhängig von der Strömungsgeschwindigkeit des Blutes. Die Lichtabsorption im Blut ist demnach auch eine Funktion des pulsierenden Blutflusses. Im Kapitel 5.1.4 wurde auch der Einfluss des Druckes zwischen Pulssensor und Haut untersucht. Es wurde vermutet, dass

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

sich mit steigendem Druck und teilweiser Deformation der Blutgefäße der Effektivwert des Pulssignals in Ruhe vergrößern lässt.

In Abbildung 2.9 wird oben ein EKG und unten ein PPG mit hohem Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) dargestellt.

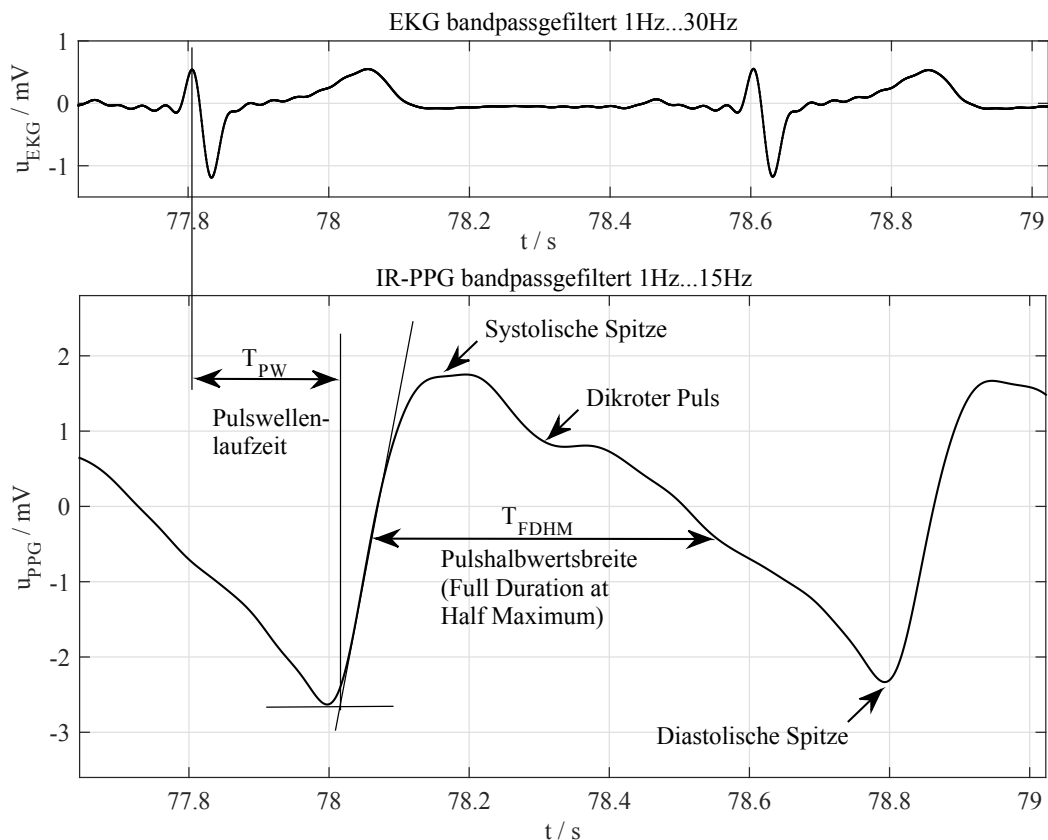


Abbildung 2.9.: Mit Lichtremission am Finger gemessenes Photoplethysmogramm (PPG) mit ausgeprägter Dikrotie. Klinisch etablierte PPG Darstellung nach [Elgendi12], dem Verlauf der Blutdruckzeitfunktion folgend.

Eine Kenngröße des PPGs ist die zeitabhängige Halbwertsbreite  $T_{\text{FDHM}}$ . Wenn das EKG und das PPG simultan gemessen werden, lässt sich die Pulswellenlaufzeit  $T_{\text{PW}}$  bestimmen. Eine Pulswelle entsteht durch Druckgradienten und Flüssigkeitsverschiebungen bei Kontraktion des Herzens und pflanzt sich wellenförmig mit bestimmter Geschwindigkeit zwischen 4 m/s bis 12 m/s in den elastischen Arterien fort. An Querschnittsänderungen oder auch Verzweigungen der Arterien wird ein Teil dieser Pulswelle reflektiert. Sie läuft in entgegengesetzter Richtung zum Herzen zurück, wo sie erneut an der geschlossenen Herzklappe reflektiert wird. Die Reflexionen verursachen einen Einbruch im



PPG-Zeitverlauf, der als „Dikroter Puls“ bezeichnet wird. Die Ausprägung der Dikrotie<sup>14</sup> im PPG ist vom Messort und von der Physiologie des Probanden abhängig. An der Stirn ist sie zum Beispiel weniger stark ausgeprägt als am Finger oder Arm. Abbildung 2.10 zeigt oben das EKG einer bipolaren Extremitäten-Ableitung I nach Einthoven. Das Signal wurde mit einem Bandpass von  $1\text{ Hz} \leq f \leq 30\text{ Hz}$  gefiltert. Unten im Bild ist ein an der linken Stirn gemessenes Photoplethysmogramm abgebildet. Diese PPG-Darstellung wurde in dieser Arbeit vorrangig verwendet und hat die Polarität der abgestrahlten gemessenen Lichtintensität. Während der Systole ist die Lichtabsorption am größten, was sich als lokales Minimum im PPG zeigt.

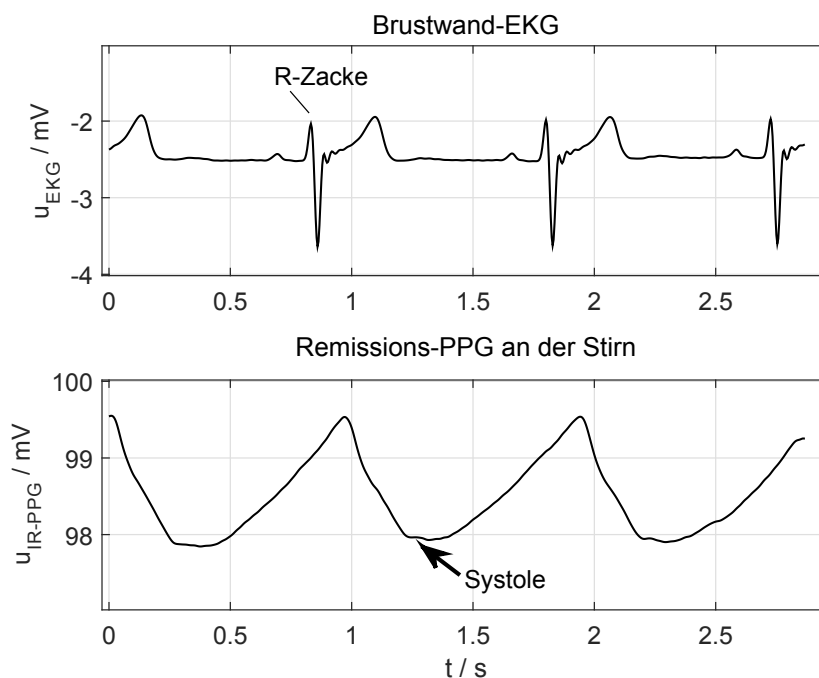


Abbildung 2.10.: Stirn-Remissions-PPG mit Zeitverlauf proportional zur gemessenen Lichtintensität.

Bei körperlicher Anstrengung verändert sich nicht nur die Pulsfrequenz sondern auch die Form des Pulssignals. In Abbildung 2.11 ist ersichtlich, wie sich unter Belastung auf einem Fahrradergometer ohne Bewegungsstörsignale die Pulsfrequenz, die Pulsamplitude und auch die Signalform des PPGs verändern können. Das Bremsmoment war während des Versuches konstant und die Leistung wurde mit Hilfe der Drehzahlstufen der Pedalen (0/min...100/min) variiert.

<sup>14</sup>Doppelgipfligkeit

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

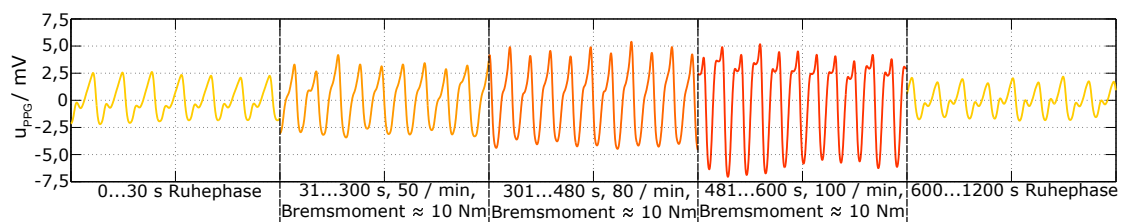


Abbildung 2.11.: Veränderung von Frequenz, Amplitude und Form des PPGs bei unterschiedlicher Belastung nach [Weustink15].

Typische **spektrale Signaleigenschaften** eines EKGs und eines Remissions-PPGs in Ruhe sind in Abbildung 2.12 ersichtlich. Das EKG hat einen Nutzsignalfrequenzbereich, der  $f=30$  Hz überschreitet. Beim Photoplethysmogramm sind in Ruhe nur Nutzsignalfrequenzanteile bis etwa  $f=10$  Hz enthalten. Das erste Maximum ist bei der Grundswingungsfrequenz  $f=1,3$  Hz. Sie entspricht einer Pulsfrequenz von 78 Schlägen pro Minute. Die zwei folgenden Maxima traten mit  $f=2,6$  Hz und  $f=3,9$  Hz als ganzzahlige Vielfache der Grundswingungsfrequenz auf. Diese drei Maxima sind im EKG und im PPG zu finden. Das Amplitudenspektrum des EKGs enthält aufgrund der Hochpassfilterung keine niederfrequenten Signalanteile im Bereich  $f < 0,5$  Hz.

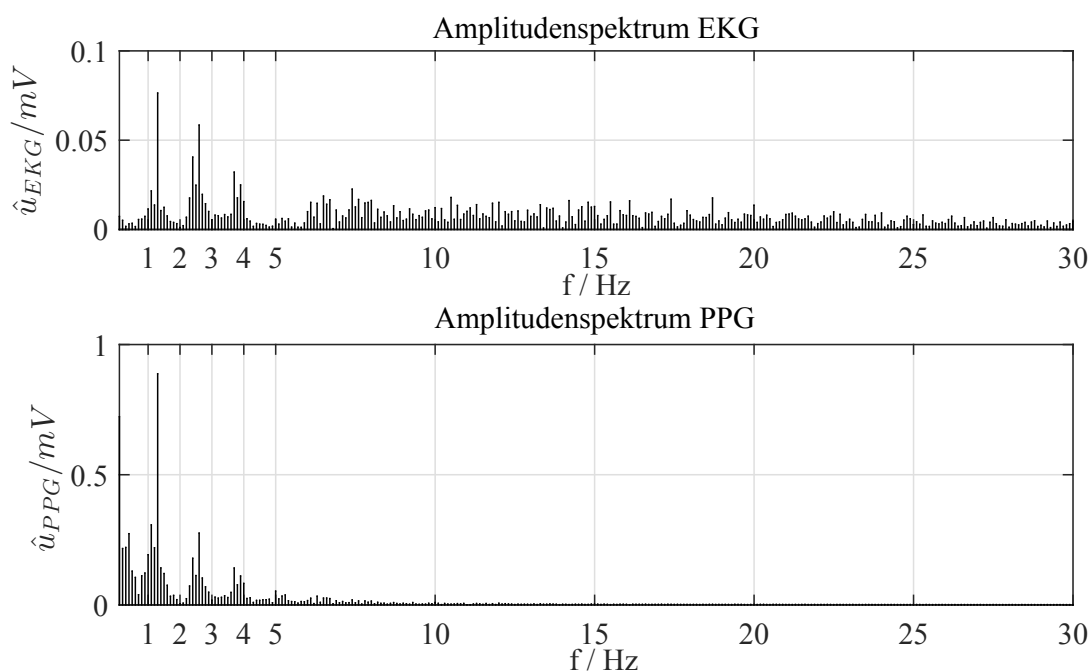


Abbildung 2.12.: Amplitudenspektren eines EKGs (oben) und Remission-PPGs am Finger (unten).

#### 2.4.4. Pulsoximetrie

Die Pulsoximetrie ist eine nicht invasive Technik zur Bestimmung der arteriellen Sauerstoffsättigung ( $SpO_2$ ) im sauerstoffreichen Blut. Anhand der gemessenen  $SpO_2$  - Werte lassen sich Störungen in der  $O_2$  - Aufnahme und  $O_2$  - Verteilung in den Blutgefäßen diagnostizieren. Die Methode wurde bereits 1938 von A.B. Hertzman [Hertzman38] veröffentlicht. Später im zweiten Weltkrieg folgte eine militärische Anwendung der Methode und ab ca. 1960 der Einzug in die klinische Praxis. Die Grundlagen und die Geschichte der Pulsoximetrie wurden in [Kästle99] S.4, in [Kraitl08], in [Vollmer10], sowie in [Mendelson92], in [Schöller94], in [Albert08] und auch in [Kamal89] ausführlich beschrieben.

Die Sensoren für die Photoplethysmographie und Pulsoximetrie haben einen ähnlichen Aufbau. Die Ansteuerung der Lichtemitter, die Messung und die Auswertung der Signale ist bei der Pulsoximetrie wegen der zeitgleichen Messung bei verschiedenen Wellenlängen aufwendiger als bei der Photoplethysmographie. Das für die Pulsoximetrie geeignete optische Spektrum ist auf die Wellenlängen von  $600\text{ nm} \leq \lambda \leq 1000\text{ nm}$  begrenzt. Dieser Wellenlängenbereich wird als Diagnostisches Fenster bezeichnet. Die Absorptionseigenschaften von Hämoglobin und Melanin begrenzen die Eindringtiefe des Lichtes bei kleineren und das von Wasser bei größeren Wellenlängen (siehe Abbildung 2.14 und [Kraitl08] S.16).

Die optischen Eigenschaften von biologischen Materialien sind frequenz- bzw. wellenlängenabhängig. Bei kleineren Wellenlängen sinkt die Eindringtiefe des Lichtes ab (siehe Abbildung A.5). [Hales93] beschreibt, dass ein PPG bei nahinfrarotem Licht die Perfusion der gesamten Haut abbildet während mit kleineren Wellenlängen wie z.B. mit grünem Licht selektiv nur die Durchblutung der oberflächlichen Hautkapillaren erfasst wird. Bei modernen tragbaren Uhren oder auch Armbändern zur Pulsfrequenzmessung wird mit grünem Licht gemessen. Das grüne Licht wird im oxigenierten Hämoglobin ( $HbO_2$ ) und im desoxigenierten Hämoglobin ( $HHb$ ) stark absorbiert ([Kraitl08] S.29). Wegen der hohen Absorption im Blut und im Melanin in der Epidermis ist die remittierte Lichtintensität verglichen mit infrarotem Licht gering.

Als Maß für die Absorption im Gewebe wird ein **Absorptionskoeffizient**  $\mu_a$  und für die Streuung ein **Streukoeffizient**  $\mu_s$  definiert. Beide Koeffizienten  $\mu_a$  und  $\mu_s$  werden in der Einheit  $mm^{-1}$  angegeben und spielen für die Berechnung

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

der Sauerstoffsättigung eine wesentliche Rolle ([Kraitl08] S.13 ff.). Der reziproke Absorptionskoeffizient beschreibt, nach welcher zurückgelegten Wegstrecke ein strahlenförmiger Lichtstrom im Medium in der ursprünglichen Ausbreitungsrichtung auf den  $e^{-1} = 0,368$ -ten Teil des Quellenlichtstromes abgesunken ist. In biologischem Gewebe wird die Lichtausbreitung zu etwa 93% des totalen Schwächungskoeffizienten  $\mu_t = \mu_a + \mu_s$  von der Streuung bestimmt. Der Ausgangspunkt für die Berechnung der funktionellen Sauerstoffsättigung  $S_pO_2$  bei Transmission ist das Gesetz von Lambert-Beer (Formel 2.8). Damit wird beschrieben, wie die Lichtintensität in einem homogenen Medium in Abhängigkeit vom Absorptionskoeffizienten  $\mu_a$  und der durchleuchteten Schichtdicke  $d$  exponentiell abnimmt (siehe auch Abbildung 2.13). Die Schichtdicke  $d$  ist der Weg des Lichtes durch das Medium. Der Streukoeffizient  $\mu_s$  wird für die Berechnung der Sauerstoffsättigung zunächst vernachlässigt und in der Praxis durch Kalibration des funktionstüchtigen Messgerätes kompensiert. Er bewirkt u.A. die Remission von Licht durch mehrfach diffuse Streuung des Lichtes im Gewebe. Die Pulsation des venösen<sup>15</sup> Blutes im Körperkreislauf wird vernachlässigt und in den Gleichanteil, d.h. in die Gewebeabsorption eingerechnet. Sie ist wesentlich geringer als die arterielle Pulsation.

$$I = I_0 \cdot e^{-(\mu_a \cdot d)} \quad (2.8)$$

- $I$  - Photostrom nach der Absorption im Gewebe
- $I_0$  - Ins Gewebe eingestrahelter Photostrom
- $\mu_a$  - Absorptionskoeffizient oder allg. Schwächungskoeffizient
- $d$  - Dicke des absorbierenden Mediums

Da das biologische Gewebe nicht nur aus einem homogenen Stoff besteht, sondern aus vielen verschiedenen inhomogenen Stoffen, kann ein Schichtenmodell wie in Abbildung 2.13 mit mehreren homogenen Stoffen eingeführt werden. Für jede Schicht wird im Exponenten in Formel 2.8 ein Absorptionskoeffizient ergänzt. Je umfangreicher das Modell wird, desto komplizierter wird auch die Messung und Bestimmung der Modellparameter. Bei steigender Anzahl an Modellparametern muss auch die Anzahl der angeregten Lichtwellenlängen erhöht werden. Abbildung 2.13 und Formel 2.9 beschreiben ein Modell mit drei Schichten.

---

<sup>15</sup>Sauerstoffarmes im Körperkreislauf zum Herzen fließendes Blut.

Mit Formel 2.11 wird ein Modell mit 3 Schichten beschrieben, bei dem die Grundabsorption im Gewebe ( $\mu_{a,Gew} \cdot d_{Gew}$ ) konstant angenommen wird. Die Absorption im Hämoglobin ( $\mu_{a,HHb} + \mu_{a,HbO_2}$ ) wird in einer gemeinsamen pulsabhängigen Schicht der variablen Dicke  $d_{Art}$  zusammengefasst. Dieses Modell wird praktisch für die Pulsoximetrie verwendet.

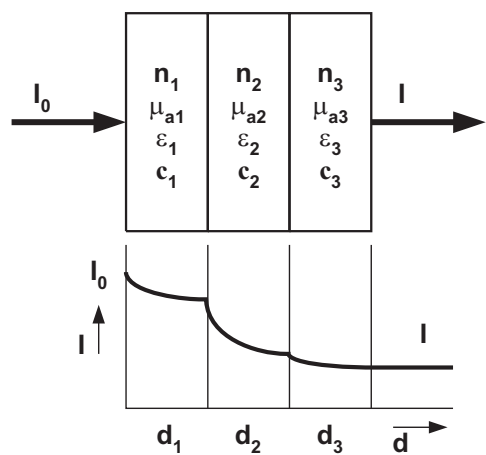


Abbildung 2.13.: Lichtabsorption in geschichtetem trübem Medium.

$$I = I_0 \cdot e^{-(\mu_{a1} \cdot d_1 + \mu_{a2} \cdot d_2 + \mu_{a3} \cdot d_3)} \quad (2.9)$$

mit

$$\mu = \epsilon \cdot c \quad (2.10)$$

$d_1 \dots d_3$  - Schichtdicken der Medien  
 $\mu_{a1} \dots \mu_{a3}$  - Absorptionskoeffizienten  
 $n_1 \dots n_3$  - Brechungsindizes an Grenzschichten  
 $\epsilon_1 \dots \epsilon_3$  - Extinktionskoeffizienten der Absorber  
 $c_1 \dots c_3$  - Konzentrationen der Absorber

$$I = I_0 \cdot e^{-[\mu_{a,Gew} \cdot d_{Gew} + (\mu_{a,HHb} + \mu_{a,HbO_2}) \cdot d_{Art}]} \quad (2.11)$$

Die Abbildung 2.14 zeigt die Absorptionsspektren von oxigeniertem und desoxygeniertem Hämoglobin im Wellenlängenbereich  $300 \text{ nm} \leq \lambda \leq 1000 \text{ nm}$ . Weitere Ausführungen zu den optischen Eigenschaften des Blutes und zur Abbildung 2.14 finden sich im Anhang A.5.3.

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

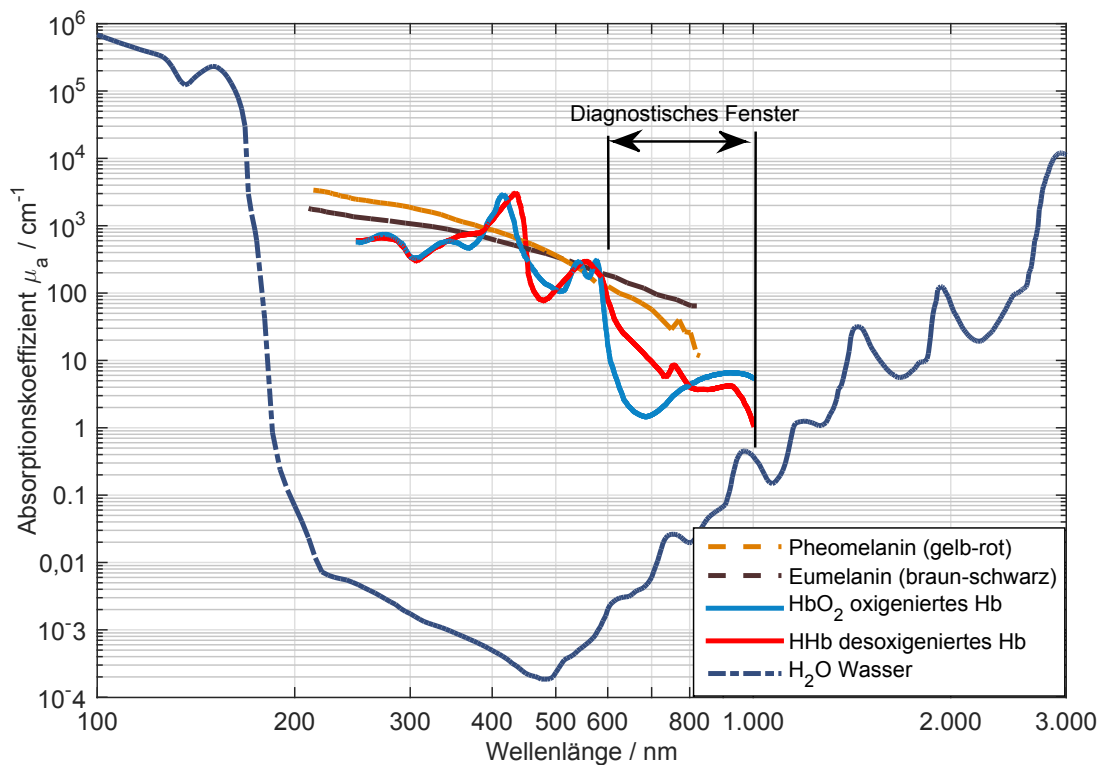


Abbildung 2.14.: Absorptionskoeffizienten für oxygeniertes, desoxygeniertes Hämoglobin, Melanin und Wasser nach [Weustink15] und [Prah14].

### 2.4.5. Reflexionspulsoximetrie

In [Mendelson88] wurde beschrieben, dass die Reflexionspulsoximetrie an Hautbereichen wie dem Unterarm oder dem Oberschenkel empfindlich genug ist für eine Echtzeit-Überwachung der fraktionellen Sauerstoffsättigung ( $SaO_2$ ). Bei Pulssensoren mit Lichtremission sind die Lichtquelle und der Lichtdetektor nebeneinander angeordnet. Laut [Kraitl08] S.53 besteht das Hauptproblem für Messungenauigkeiten bei der Pulsoximetrie mit Lichtremission darin, dass bei den verschiedenen Lichtwellenlängen unterschiedliche Gewebevolumina erfasst werden. In [Albert08] wird ein Verfahren vorgestellt, mit dem die Messgenauigkeit der Pulsoximetrie mittels Lichtremission verbessert werden kann.

Eine Pulsmessung mittels Lichtremission ist prinzipiell an allen Körperstellen möglich. Am Fingerendglied und dem Ohr läppchen ist das PPG in Ruhe sehr gut messbar. Besonders gut sind solche Körperstellen geeignet, wo eine größere Arterie dicht unter der Hautoberfläche liegt. Geeignete Messorte am Kopf könnten die Schläfe, die Stirn über dem Auge, die Nase oder das Ohr sein. Es wird bei der Wellenlänge  $\lambda_{ROT} = 660 \text{ nm}$  gemessen, wo das oxigenierte Hämoglobin ein Absorptionsminimum aufweist (siehe Abbildung 2.14). Die zweite Wellenlänge liegt im infraroten Bereich bei  $920 \text{ nm} \leq \lambda_{IR} \leq 950 \text{ nm}$ . Bei  $\lambda_{IR} \approx 800 \text{ nm}$  weisen beide Hämoglobinderivate die gleiche Lichtabsorption auf.

In [Freitas14] und [van gastel15] werden Remissionspulsmessgeräte vorgestellt, die mit Hilfe einer Kamera die vom Körper remittierte Lichtintensität messen. Kommerzielle Remissionspulsoximeter sind z.B. das *haemospect* [MBR03] oder das N-600x [NELLCOR07] in Verbindung mit dem Stirnsensor MAXFAST (Reflex-Sensor-Stirn AS510M). Das N-600x misst die funktionelle Sauerstoffsättigung. Das oxigenierte Hämoglobin wird als prozentualer Anteil des zum Sauerstofftransport fähigen Hämoglobins berechnet. Das Gerät erfasst keine relevanten Mengen an dysfunktionalem Hämoglobin, wie Carboxyhämoglobin oder Methämoglobin. Die Sensoren für die Pulsoximetrie der Firma Nellcor arbeiten mit LEDs, die Rotlicht mit einer Wellenlänge von  $\lambda_{ROT} \approx 660 \text{ nm}$  und Infrarotlicht mit einer Wellenlänge von  $\lambda_{IR} \approx 920 \text{ nm}$  abstrahlen [NELLCOR07].

Beim Pulsoximeter *haemospect* wird weißes Licht von zwei Xenonlampen über einen Lichtleiter und mit dem Sensorkopf durch Auflegen auf die Haut in das darunterliegende Gewebe eingestrahlt. Das remittierte Licht wird über einen separaten Lichtwellenleiter ins Messgerät geführt und dort spektral verarbeitet. Die spektrale Zusammensetzung des rückgestreuten Lichtes wird Remissions-Spektrum genannt. Bei der Pulsmessung mit Lichtremission wird an einem Messort, wo sich dicht unter der Haut ein Knochen befindet, ein Großteil des eingekoppelten Lichtes am Knochen remittiert. Auf dem Weg zwischen Emitter und Detektor wird das Gewebe und die über dem Knochen liegenden Blutgefäße zweifach durchleuchtet.

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

Es kommt theoretisch zu einer zweifachen Absorption des Lichtes. Zur Modellierung der Lichtabsorption könnten in Formel 2.11 die Absorptionskoeffizienten  $\mu_{a, Blut, rem}$  für das Blut und  $\mu_{a, Gew, rem}$  für das Gewebe mit einem Faktor 2 modifiziert werden. Der Knochen remittiert das Licht aber nicht wie ein idealer Reflektor und ein Teil des Lichtes wird diffus gestreut und absorbiert. Die praktisch durch Absorption und Streuung auftretenden Verluste können durch Einfügen von zwei Verlustfaktoren  $k_{Gew} \leq 1$  und  $k_{Blut} \leq 1$  vor den Absorptionsthermen berücksichtigt werden. Die Verlustfaktoren lassen sich praktisch durch Kalibrieren des Messaufbaus bestimmen.

$$\mu_{a, Gew, rem} = 2 \cdot k_{Gew} \cdot \mu_{a, Gew} \quad (2.12)$$

$$\mu_{a, Blut, rem} = 2 \cdot k_{Blut} \cdot (\mu_{a, HHb} + \mu_{a, HbO_2}) \quad (2.13)$$

### 2.4.6. AC/DC-Verhältnis eines PPG-Signals

Das Verhältnis von Pulssignalwechselanteil (AC) zu Pulssignalgleichanteil (DC) ist neben dem Signal-Rausch-Verhältnis eine wichtige Kenngröße, um die benötigte Messtechnik sinnvoll dimensionieren zu können. Der Messbereich des AD-Wandlers kann bei einem hohen AC/DC-Verhältnis besser ausgenutzt werden. Das AC/DC-Verhältnis ist eine Kenngröße, die der Welligkeit  $w$  in der Elektrotechnik ähnelt. Laut DIN 41 755-1 ist die Welligkeit der Quotient aus dem Effektivwert der überlagerten (Rest-) Wechselspannung  $U_{eff, AC}$  und dem Gleichanteil  $U_{DC}$ . Die Welligkeit wird in Prozent angegeben. Sie beschreibt die Qualität einer gleichgerichteten Spannung und im Gegensatz zur Pulsmessung ist bei einer Gleichspannung eine möglichst kleine Welligkeit gefordert. Die Welligkeit  $w$  bzw. das AC/DC-Verhältnis wird in Formel 2.14 definiert.

$$\begin{aligned} w &= \frac{AC}{DC} = \frac{U_{eff, AC}}{U_{DC}} \cdot 100\% \\ w &= \frac{AC}{DC} = \frac{U_{eff, AC}}{U_{DC, hell} - U_{DC, dunkel}} \cdot 100\% \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\text{mit } U_{DC, hell} = \frac{1}{T_{mess}} \int_{t=0}^{t=T_{mess}} u \, dt \approx \frac{U_{max, Puls} + U_{min, Puls}}{2}$$



Abbildung 2.15 veranschaulicht die mögliche Bestimmung des AC/DC-Verhältnisses am Beispiel einer Pulsmessung am Finger.

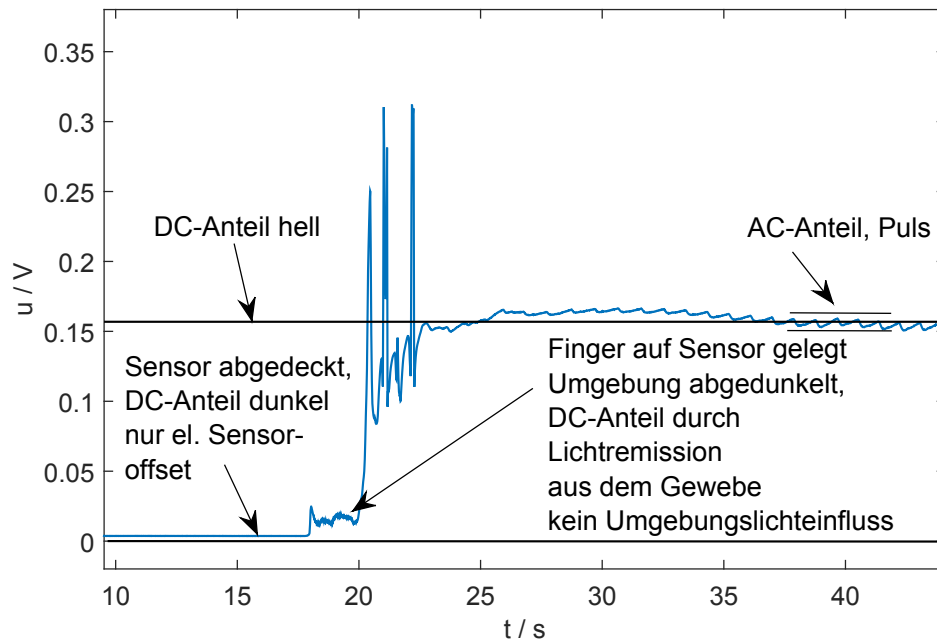


Abbildung 2.15.: Pulsmessung mit Sensor (dunkel ohne Puls) und aufgelegtem Finger (hell). Wechselanteil (AC) und Gleichanteil (DC) sind überlagert.

In Abbildung 2.15 sind die folgenden vier Phasen erkennbar:

**Phase 1** ( $0\text{ s} \leq t \leq 17\text{ s}$ ): Sensor abgedeckt ohne Finger und ohne eingeschalteten Lichtemitter;

**Phase 2** ( $17\text{ s} \leq t \leq 20\text{ s}$ ): Finger auflegen ohne Lichtemitter, dies führt zu leichter Erhöhung des DC-Anteils durch die Körperwärme;

**Phase 3** ( $20\text{ s} \leq t \leq 25\text{ s}$ ): Lichtemitter einschalten, hierbei führen Bewegungsstörungen am Finger zu starken Spitzen im Signal und der DC-Anteil steigt auf  $u > 150\text{ mV}$  an;

**Phase 4** ( $25\text{ s} \leq t \leq 45\text{ s}$ ): Pulsmessung in Ruhe mit überlagertem DC-Anteil. Zur Berechnung des DC-Anteils liegt die Integrationszeit  $T_{mess}$  im Bereich ( $37\text{ s} \leq t \leq 42\text{ s}$ ).

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

In [Webster97] S.89 wurden der AC- und DC-Anteil als Funktion des Emitter-Sensor-Abstandes dargestellt. In Abbildung 2.17 wurde das AC/DC-Verhältnis berechnet und als Funktion des Emitter-Sensor-Abstandes aufgetragen.

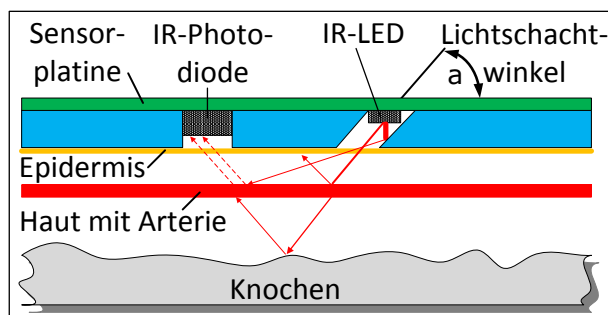


Abbildung 2.16.: Skizze der Sensorkonstruktion mit Lichtschächten

In Abbildung 2.17 ergibt sich das maximale AC/DC-Verhältnis am Unterarm bei einem Emitter-Sensor-Abstand von 6 mm. Bemerkenswert ist der hohe Wert von fast 19%. Anhand eigener praktischer Versuche hatte sich die Erkenntnis ergeben, dass bei Abständen  $< 5$  mm zwischen Sender und Empfänger eine optische Barriere aus Kunststoff oder Metall zwischen der LED und der Photodiode eingebaut werden muss, um den DC-Anteil des Lichtes zu minimieren. Diese Maßnahme wurde bei den Entwicklungen in [Weber12] erfolgreich angewendet. Eine schwarze Barriere absorbiert wirksam seitlich aus der LED austretendes und direkt in die Photodiode eintretendes Streulicht. Das Streulicht wurde mit Lichtschächten wie in Abbildung 2.16 vor dem Emitter und dem Detektor erfolgreich reduziert.

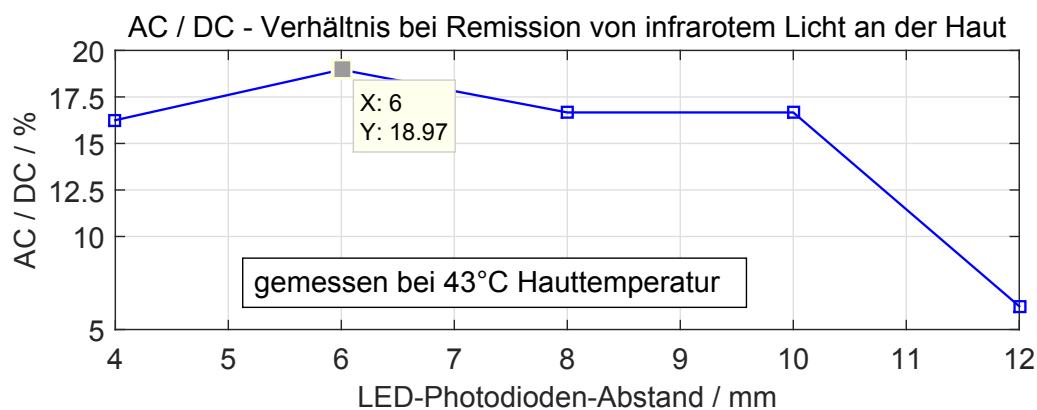


Abbildung 2.17.: AC/DC bei IR-Remission als Funktion des Emitter-Detektor-Abstandes nach [Webster97] S. 89.

### 2.4.7. Störbeeinflussung bei optischen Messverfahren

In [Schöller94] werden die Grenzen handelsüblicher Pulsoximeter genannt und nach der klinischen Relevanz gewichtet. Auch in [Vollmer04], in [Vollmer10], in [Webster97] S. 124 ff., in [Elgendi12], [Albert08] und [Abicht03] werden diese Fehlerquellen als Störeinflüsse bei der Spektralphotometrie genannt.

In [Madhav13] werden Möglichkeiten vorgestellt, wie durch Atmung erzeugte Störsignale unterdrückt werden können. Wenn Sie dem Frequenzbereich des Nutzsignals überlagert sind, stellen sie eine besondere Herausforderung für die Pulsfrequenzmessung und Störsignalunterdrückung dar.

In [Kelleher89] wurde der Einfluss der Sensorposition (Penumbra-Effekt) auf die  $S_pO_2$ -Messung untersucht und festgestellt, dass durch Fehlpositionierung des Sensors zu kleine Werte der  $S_pO_2$  angezeigt werden.

Laut [Albert08] S.6 können die optischen Methoden, mit nur zwei oder drei unterschiedlichen Wellenlängen die einzelnen Hämoglobin-Derivate nicht exakt voneinander unterscheiden. Daher wird eine partielle (d.h. funktionelle) Sauerstoffsättigung ( $pSaO_2$ ) definiert. Diese entspricht den von Pulsoximetern angegebenen Sättigungswerten  $S_pO_2$  und erfasst nur den für den Sauerstofftransport zur Verfügung stehenden Anteil des Hämoglobins. Andere Hämoglobinderivate werden in der Messung vernachlässigt. Zur Kalibration können CO-Oximeter wie das IL482 von der Firma *Instrumentation Laboratories, Inc., New York, U.S.A.* verwendet werden. Diese erfassen  $HbO_2$ , Hb, COHb und MetHb [Webster97] S.179.

## 2. Nichtinvasive Methoden zur Messung der Pulsfrequenz

Durch die folgenden Einflüsse wird die Messgenauigkeit von Pulsoximetern eingeschränkt:

- Bewegungsstörsignale, Vibrationen beim Patiententransport und Zittern wie bei einem Tremor, mechanische Verschiebung des Sensors relativ zum Finger (engl.: Probe-Coupling)
- Bewegungsartefakte durch Muskelkontraktionen, hydrostatische Druckänderungen in Blutgefäßen durch Heben und Senken eines Armes, Verschiebung der Haut über dem Bindegewebe bzw. Knochen
- Ungünstige Positionierung des Sensors am Finger mit schlechter Durchleuchtung des Gewebes, steigendem Rauschen und zu klein berechneter  $S_pO_2$ , Penumbra-Effekt genannt
- Minderperfusion des Applikationsortes durch Abklemmen oder auch durch Kälte
- Venöse Pulsation, Blutvolumenänderungen in der Vene
- Dyshämoglobine (Carboxyhämoglobin COHb; Methämoglobin MetHb) d.h. eine geringe Sauerstoffsättigung  $< 80\%$
- Breitbandige Störsignale mit Überlagerung des Nutzsignalbereiches
- Optische Störstrahlung z.B. Lampen 100 Hz-Störungen, Xenon-und Fluoreszenzlicht, seitlich eingestrahlt Umgebungslicht)
- Farbinterferenzen z.B. durch farbige Nagellacke oder zu diagnostischen Zwecken intravasal applizierte Farbstoffe wie Methylen-Blau
- Elektrisch oder magnetisch eingekoppelte Störsignale (z.B. 50 Hz)
- Farbstoffe in der Haut (z.B. krankheitsbedingt zu viel Melanin oder Tattoos in der Haut)
- Temperatur- und Offsetdriften in Messverstärkern

Im Kapitel 2 wurden die Grundlagen von drei verschiedenen nichtinvasiven Methoden zu Messung der Pulsfrequenz vorgestellt. Im folgenden Kapitel wird angestrebt, die Konzentration im weiteren Verlauf der Arbeit nur noch auf eine Methode zu richten. Dafür wird die Qualität der Sensorsignale in Ruhe und bei Bewegung untersucht und verglichen.

### **3. Untersuchung der Signalqualität unter Störungsbedingungen**

In den ersten Kapiteln wurden drei Möglichkeiten zur nichtinvasiven Messung eines Pulssignals vorgestellt. Mit Hilfe eines praktischen Versuches sollte abgeschätzt werden, welche nichtinvasive Methode zur Messung der Pulsfrequenz die besten Voraussetzungen für den Einsatz bei Bewegung des Probanden hat. Als Kenngröße für den Vergleich wurde das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) der Sensorsignale genutzt. Das SNR ist eine gut geeignete Kenngröße zur Bewertung der Signalqualität von Sensoren oder Systemen zur Informationsübertragung. Hier standen für die Untersuchung drei verschiedene Pulssensoren zu Verfügung. Für den Vergleich wurden simultan ein Photoplethysmogramm (PPG), ein Druckänderungssignal (engl. PC: pressure changes) und ein Impedanzplethysmogramm (IPG) bei Ruhe und bei Bewegung mit resultierender Störsignaleinkopplung gemessen. Nach ersten Messungen mit am Markt verfügbaren Messgeräten wurde festgestellt, dass zunächst alle drei Sensoren besser an die Messaufgabe angepasst werden müssen.

Diese Entwicklung erfolgte im Rahmen von Bachelorarbeiten. Die Inhalte dieses Kapitels basieren daher auf den Bachelorarbeiten [Weber12] und [Heidler12] sowie auf dem Konferenzbeitrag [Guttke14]. Nach Abschluss der Untersuchung zur Signalqualität wurde der Fokus nur noch auf die präferierte Pulsmessmethode gerichtet.

#### **3.1. Auswahl des Unterarmes als Messort für den Sensorsignalvergleich**

Zu Beginn der Arbeit wurde ein am Unterarm tragbares Messgerät angestrebt, das mittels IPG die Pulsfrequenz bestimmt. Daher war der Unterarm als Mes-

### 3. Untersuchung der Signalqualität unter Störungsbedingungen

sort für eine Untersuchung der Signalqualität von drei verschiedenen Pulssensoren interessant. Die Pulssignale sollten simultan am gleichen Ort messbar sein. Der Messort musste zudem leicht beweglich sein, um Bewegungsstörungen erzeugen zu können. Es musste eine ausreichend große Fläche und mindestens eine gut zugängliche größere Arterie als gleiche Nutzsignalquelle für alle Sensoren vorhanden sein. Am Unterarm bestand die Möglichkeit, mit allen vorhandenen Sensoren simultan ein Pulssignal zu messen und durch Bewegung des Armes Störsignale zu erzeugen. In [Gnylytskyy10] wurde die Ortsabhängigkeit des PPG-Signals am Unterarm untersucht. Die besten Ergebnisse wurden, wie sich vermuten lässt, jeweils direkt über einer größeren Arterie erzielt. Eventuelle Veränderungen des Pulssignals entlang des Verlaufes der Arterie am Unterarm wurden im Versuch vernachlässigt. Die drei Sensoren wurden, wie in Abbildung 3.2 und 3.3 dargestellt, nebeneinander über einer Arterie<sup>1</sup> am Unterarm platziert. Mit letztem Kenntnisstand bewertet, waren die Gummibänder zur Befestigung der großflächigen Metallelektroden nicht ideal. Eine mechanische Beeinflussung der Blutgefäße durch den Druck der Plattenelektroden und der Gummibänder konnte nicht ausgeschlossen werden. Die guten Messergebnisse beim PPG und beim Druckänderungssensor in Ruhe ließen im Versuch keine Zweifel an der Eignung der Messanordnung aufkommen. Ein großes Problem stellte die Vermeidung von Kabelartefakten dar. Es wurde davon ausgegangen, dass die Ergebnisse vom Unterarm qualitativ auf andere Messorte übertragbar sind. Die oben genannten Anforderungen an den Messort wären auch am Kopf erfüllt gewesen. Am Kopf war die Messung aus Platzgründen mit den vorhandenen Sensoren nicht möglich. Es hätten nicht alle drei Sensoren über einem größeren Blutgefäß angebracht werden können.

## 3.2. Definition des SNR<sub>pp</sub>

Es gibt grundsätzlich mehrere Möglichkeiten, die Eigenschaften von Signalen zu analysieren. Untersuchungen werden häufig im Zeitbereich oder Frequenzbereich durchgeführt. Es ist wichtig, dass die gesuchte Nutzinformation eindeutig aus der Summe der Informationen extrahiert werden kann. Für den Vergleich der Signalqualität der drei Pulssensoren ist das Signal-zu-Störverhältnis (SNR) als Messgröße geeignet. Es ist nach Formel 3.1 über das logarithmische

---

<sup>1</sup>arteria radialis

### 3.3. Messaufbau für den SNRpp-Vergleich

Verhältnis der Signalleistungen von Nutz- und Störsignal definiert. Die Signalleistung wird in einem elektrischen Netzwerk zum Beispiel an einem Widerstand  $R$  umgesetzt. Zur Berechnung des SNR müsste hier das Verhältnis der mittleren Signalleistungen der nicht sinusförmigen Signale in Ruhe und in der Störphase berechnet werden.

Der Einfachheit halber wurde abweichend von der SNR-Definition in dieser Arbeit die Kenngröße SNRpp definiert. Dafür wurde jeweils ein repräsentativer, d.h. mittlerer Spitze-Spitze-Wert der Signale in der Ruhe- und in der Störphase gemessen und nach Formel 3.2 das SNRpp für jeden Sensor berechnet. Es wurde angenommen, dass in der Störphase der Nutzsignalanteil vernachlässigbar klein ist. Gleichanteile hatten keinen Einfluss. Die Ergebnisse wurden in Dezibel (dB) angegeben. In allen Fällen waren die Störungen größer als die Nutzsignale, so dass sich negative Vorzeichen für das SNRpp ergaben.

$$SNR = 10 \cdot \log \left( \frac{U_{Signal}^2 / R}{U_{Rauschen}^2 / R} \right) dB = 20 \cdot \log \left( \frac{U_{Signal}}{U_{Rauschen}} \right) dB \quad (3.1)$$

$$SNR_{pp} = 20 \cdot \log \left( \frac{Nutzsignal_{peak-peak}}{Stoersignal_{peak-peak}} \right) dB = 20 \cdot \log \left( \frac{u_{pp,Signal}}{u_{pp,Stoerung}} \right) dB \quad (3.2)$$

In der Arbeit wird das SNR aber teilweise auch in der nichtlogarithmischen Form als quadratisches Verhältnis der Effektivwerte von Nutz- und Störsignal angegeben.

### 3.3. Messaufbau für den SNRpp-Vergleich

Die Abbildungen 3.2 und 3.3 zeigen die Anbringung der Sensoren am Unterarm für den Vergleich der Signale bei Bewegung.

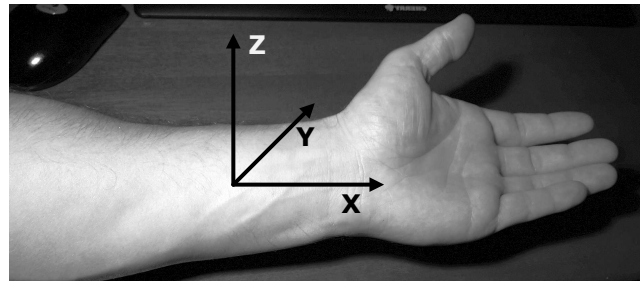


Abbildung 3.1.: Koordinaten für Bewegungsstörungen am linken Unterarm.

### 3. Untersuchung der Signalqualität unter Störungsbedingungen

Die Sensoren wurden am linken Unterarm in dorsaler Richtung nebeneinander über der Arterie angebracht. Abbildung 3.1 zeigt die Koordinaten der Beschleunigung am Unterarm. Es sollte möglichst das gleiche Nutzsignal und eine mindestens vergleichbare Bewegungsstörung in Z-Richtung auf alle Sensoren wirken.

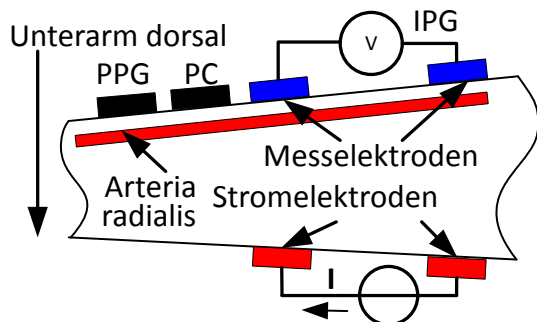


Abbildung 3.2.: Schema der Sensoranordnung für den Vergleich verschiedener Pulssignale am linken Unterarm.

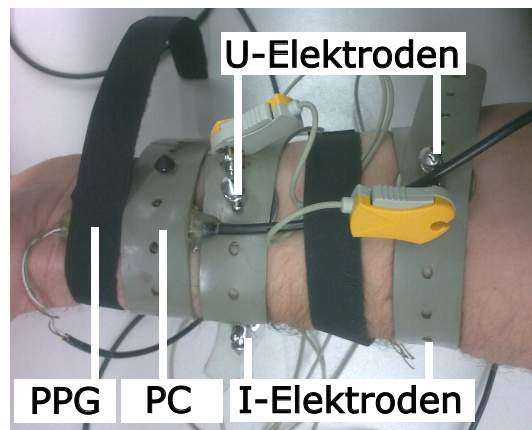


Abbildung 3.3.: Messanordnung für den Vergleich verschiedener Pulssignale am linken Unterarm.

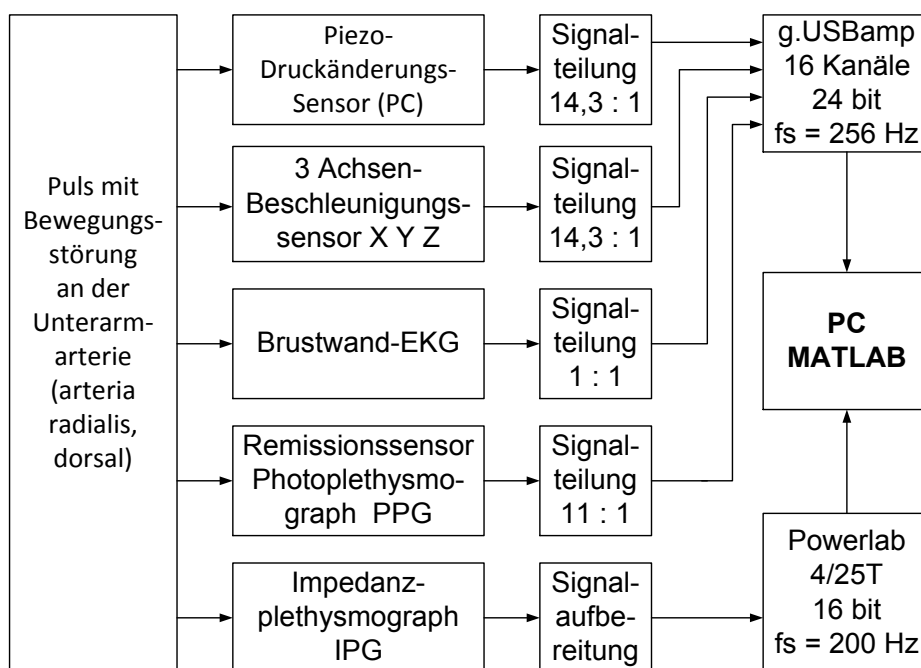


Abbildung 3.4.: Blockschaltbild des Messaufbaus zum Vergleich der Pulsmessmethoden.



Das Schema des Messaufbaus in Abbildung 3.4 besteht im Kern aus zwei Messverstärkern zur Datenerfassung. Die Messsysteme wurden in zwei verschiedenen Abschlussarbeiten entwickelt. Das erste Messsystem nach [Weber12] nutzt den Biosignalverstärker *g.USBamp*. Dieser misst simultan das Brustwand-EKG, die Druckänderungen, das Photoplethysmogramm und die Beschleunigung in drei Achsen. Der zweite Biosignalverstärker *Powerlab 4/25T* wurde für den in [Heidler12] entwickelten Impedanzplethysmographen verwendet. Zur nachträglichen Synchronisation der zwei gemessenen Datensätze wurde zu Beginn jeder Messreihe eine kurze Störung als Triggerimpuls erzeugt. Da die zwei Datensätze mit verschiedenen Abtastraten gemessen wurden, mussten mit Hilfe der MATLAB-Funktion „resample.m“ zwei neue synchrone Datensätze mit der gleichen Abtastfrequenz  $f_s = 200 \text{ Hz}$  erstellt werden.

Als **Nutzsignal** (engl.: signal) wurde jeweils ein typischer, mittlerer Spitze-Spitze-Wert des Pulssignals in Ruhe verwendet. Mit diesem Aufbau war eine gegenseitige Beeinflussung der Nutzsignale durch die verschiedenen Sensoren nicht ausgeschlossen. Diese mögliche Beeinflussung wurde aber toleriert, da auch mit dem PPG-Sensor dicht am Handgelenk in Ruhe plausible Puls-Zeitfunktionen gemessen wurden.

Als Bewegungsstörung wurde der Unterarm mit der offenen Handfläche nach oben von einer zweiten Person am Handgelenk und Ellenbogen festgehalten und dann sieben mal leicht in Richtung der Z-Achse bewegt. Ein typischer Spitze-Spitze-Wert des Störsignals während der Bewegung wurde als **Störsignal** (engl.: noise) für die SNR<sub>pp</sub>-Berechnung genutzt. Die Messwerte von den drei Pulssensoren wurden simultan bei der gleichen Störung aufgezeichnet und die Ergebnisse quantitativ verglichen. Obwohl Störsignale von Muskel- und Sehnenbewegung weitestgehend vermieden werden konnten, kam es durch das Geradehalten der Hand während der Störphase zu einer Kontraktion in der Muskulatur des Armes. Diese Kontraktion war als Sprung im Impedanzplethysmogramm in Abbildung 3.6 sichtbar. Als Referenzsignal für den Herzschlag wurde ein Elektrokardiogramm (EKG) an der Brustwand gemessen. Der Brustkorb befand sich in Ruhe und wurde kaum von den Armbewegungen beeinflusst. So wurde das EKG als Referenzsignal ohne nennenswerte Bewegungsstörungen aufgezeichnet.

## 3.4. Voruntersuchungen für den Sensorvergleich

### 3.4.1. Verwendete kommerzielle Pulssensoren

Für erste Messungen wurden folgende, kommerziell verfügbare, Pulssensoren verwendet:

1. **EKG:** Einweg-Klebeelektroden *Ambu Blue Sensor VL* für die Ableitung des Brustwand-EKGs mit dem Messverstärker g.USBamp,
2. **PC:** Piezodrucksensor *MLT1010/D* von der *ADInstruments GmbH* mit Messverstärker *Powerlab 4/25T*,
3. **PPG:** Photoplethysmograph (IR-Lichtremission) *MLT1020PPG* von der *AD-Instruments GmbH* mit Messverstärker *Powerlab 4/25T*,
4. **IPG:** Impedanzplethysmograph *Rheoscreen Compact* von der *Medis Medizinische Messtechnik GmbH* mit Siemens Plattenelektrode 721025.

Während der Messungen haben sich bei den einzelnen Sensoren jeweils kleine Mängel für die gewünschte Anwendung am Unterarm gezeigt. Diese wurden in Tabelle 3.1 zusammengefasst.

Tabelle 3.1.: Übersicht der ungünstigen Eigenschaften der kommerziellen Pulssensoren

Sensor	Typische Anwendung	Nachteile
<b>PC:</b> <i>MLT1010/D</i>	Pulsmessung mittels Druckänderungen am Fingerendglied	große Auflagefläche, am Arm sind Blutgefäße schwer erreichbar
<b>PPG:</b> <i>MLT1020PPG</i>	Pulsmessung mittels IR-Plethysmogramm am Finger, ggf. für andere Messorte geeignet	relativ große Kontaktfläche, zu hoher Preis für mehrkanaligen Aufbau, am Unterarm schlecht geeignet
<b>IPG:</b> <i>Rheoscreen Compact</i>	Gefäßdiagnostik mittels Impedanz-Plethysmographie am Arm, Bein	Hochpass $f_g \approx 0,1 \text{ Hz}$ und Rohdaten schwer zugänglich

Wegen der Mängel wurden im Verlauf der Dissertation besser geeignete Sensoren für die gewünschten Messungen entwickelt. Sie werden im folgenden Kapitel und im Anhang B näher beschrieben.

#### 3.4.2. Beschreibung der optimierten Pulssensoren

Der in [Heidler12] entwickelte **Impedanzplethysmograph** wurde für die Messung von schnellen Änderungen der Impedanz am Körper ausgelegt. Das Nutz- und das Störsignal sollten möglichst unverfälscht aufgezeichnet werden. Der sinusoidale Anregestrom wurde an den des zugelassenen Medizinproduktes RheoScreen compact der Firma *medis Medizinische Messtechnik GmbH* angelehnt. Es wurde ein Strom mit der Frequenz  $f = 100 \text{ kHz}$  und der Stromstärke  $I_{eff} = 1 \text{ mA}$  in den Unterarm eingeprägt. Zur Demodulation diente der Lock-In-Verstärker LIA-MVD-200-H der Firma *FEMTO Messtechnik GmbH*. Eingangsseitig betrug die untere Grenzfrequenz  $f_{g,In,HP} = 10 \text{ kHz}$  und die obere  $f_{g,In,TP} = 200 \text{ kHz}$ . Am Ausgang wurde auf eine Hochpassfilterung des Impedanzsignals verzichtet, um störende Einschwingvorgänge nach Änderung z.B. der Grundimpedanz zu vermeiden. Für die obere Grenzfrequenz des Impedanzsignals wurde die kleinste einstellbare Frequenz  $f_{g,OUT,TP} = 100 \text{ Hz}$  ausgewählt. Für die Messung des Pulssignals war dies mehr als ausreichend, um alle im Nutzsinal relevanten Frequenzanteile ungedämpft zu messen. Abbildung B.7 in Kapitel B.3.2 zeigt ein Blockschaltbild des entwickelten Impedanzplethysmographen. In Abbildung 3.7 wurde in Ruhe beim Pulssignal nur ein  $SNR_{pp} (PPG, Ruhe) \approx 13 \text{ dB}$  erreicht. Das wurde durch die ungünstige Kombination aus dem benötigten 10 V-Messbereich des Messverstärkers *Powerlab 4/25T*, den kleinen Pulsnutzsignalamplituden im Millivolt-Bereich und der begrenzten Spannungsauflösung des Verstärkers<sup>2</sup> verursacht. Die Plattenelektroden haben eine kleine Übergangsimpedanz aber keine idealen Eigenschaften bei Bewegung und beim Rauschen. Ein Blockschaltbild des Aufbaus befindet sich im Anhang B.3.2.

Der in [Lohse11] entwickelte piezo-elektrische **Druckänderungssensor** war mit einem kleinen Stößel ausgestattet, der punktuell auf das Blutgefäß am Unterarm drückt. Es wurde ein aktiver symmetrischer Instrumentenverstärker und

<sup>2</sup>Bei einer Bittiefe von 16 bit ergibt sich im 10 V- Messbereich eine theoretische Spannungsauflösung von 0,15 mV.

### 3. Untersuchung der Signalqualität unter Störungsbedingungen

zusätzlich ein 3-Achsen Beschleunigungssensor *ADXL330* von [AD06] verwendet. In Ruhe wurde beim Pulsnutzsignal ein  $SNR_{pp}(PC, Ruhe) \approx 36 \text{ dB}$  erreicht. Der PC-Sensor wurde nicht kalibriert. Die Ausgangsspannung des PC-Sensors wurde als Druckänderungssignal interpretiert. Mit dem Beschleunigungssensor konnte die Armbewegung als Bewegungsstörsignal gemessen werden. Im Versuch betrug die größte gemessene Beschleunigung am Unterarm in Richtung der Z-Achse (siehe Abbildung 3.1)  $a_{ss,z} = 4,9 \text{ m/s}^2$ . Zur Unterdrückung von 50 Hz-Störungen musste die Piezoscheibe symmetrisch an den Instrumentenverstärker angeschlossen werden. Prinzipbedingt konnten mit dem PC-Sensor nur Druckänderungen, d.h. die erste Ableitung der Druckzeitfunktion gemessen werden. Das wird durch das resultierende Hochpassverhalten der verwendeten Piezoscheibe zusammen mit der elektronischen Beschaltung verursacht. Eine Ansicht des Sensors und der Schaltplan befinden sich im Anhang B.1.3.

Der in [Weber12] entwickelte einkanale **IR-Photoplethysmograph** basiert auf Remission von infrarotem Licht, hat eine obere Grenzfrequenz von  $f_{TP} \approx 100 \text{ Hz}$  und ist für die Pulsmessung am Arm geeignet. Er hat eine kleine Bauform (7x10x4 mm, LxBxH). Der Stromverbrauch im kontinuierlichen Betrieb war etwas höher als z.B. beim Piezosensor aber geringer als bei der Impedanzmessung. Durch Verwendung einer Photodiode mit Tageslichtsperrfilter und Verstärkung des Photodiodenstromes mit NPN-Transistor wurde in Ruhe beim Pulsnutzsignal ein gutes  $SNR_{pp}(PPG, Ruhe) \approx 34 \text{ dB}$  erreicht. Eine Kalibrierung auf die Lichtintensität erfolgte nicht und es wurde die Ausgangsspannung als PPG-Signal verwendet. Aufgrund der invertierenden Verstärkerschaltung dieses Sensors wurde ein PPG mit der typischen Polarität wie in Abbildung 2.9 gemessen. Eine Ansicht des Sensors und die Schaltung befinden sich im Anhang B.5.

## 3.5. Ergebnisse der Untersuchung des Einflusses von Bewegungsstörungen

Das **Impedanzplethysmogramm** in Abbildung 3.6 zeigt die vom Puls abhängigen Änderungen des Impedanzbetrages in Ruhe und die Änderungen in der Störphase. Der gemessene Impedanzbetrag ist die Transferimpedanz des zwi-

### 3.5. Ergebnisse der Untersuchung des Einflusses von Bewegungsstörungen

schen den Messelektroden erfassten Gewebeabschnittes am Unterarm. Abbildung 3.7 zeigt das IPG-Ruhepulssignal. Die Messergebnisse sind in Tabelle 3.2 zusammengefasst. Die Grundimpedanz ist der Mittelwert des Impedanzbetrages ohne das Pulssignal. Die gemessenen Amplituden des Pulssignals und die gemessene Grundimpedanz konnten mit dem zugelassenen Medizinprodukt *Rheoscreen Compact* von der Firma *Medis* bestätigt werden. In Abbildung 3.6 beginnt die Störphase zum Zeitpunkt  $t = 16 \text{ s}$ . Zu Beginn der Störphase trat ein positiver Sprung der Grundimpedanz um  $\Delta Z_0 = 1,7 \Omega$  auf. Zum Ende der Störphase trat ein vergleichbarer Sprung in negativer Richtung auf.

Tabelle 3.2.: Übersicht der IPG-Messwerte

Messgröße	Formelzeichen	Berechnung	Rechenwert
Ruhepuls	$Z_{pp,Signal}$	$(26,892 - 26,874)\Omega$	$0,018 \Omega$
Ruhegrundimpedanz	$Z_0$		$26,883 \Omega$
Störung (Gleichanteil)	$\Delta Z_0$	$(28,550 - 26,883)\Omega$	$1,7 \Omega$
Störung (Wechselanteil)	$Z_{pp,Stoer}$	$(28,75 - 28,35)\Omega$	$0,4 \Omega$
SNR <sub>pp</sub> des IPGs in Ruhe	$SNR_{pp}(IPG, Ruhe)$	$20 \cdot \log(18m/4m)$	+13 dB
SNR <sub>pp</sub> mit Bewegungsstörgleichanteil	$SNR_{pp}(IPG, DC)$	$20 \cdot \log(0,018/1,7)$ dB	-39 dB
SNR <sub>pp</sub> mit Bewegungsstörwechselanteil	$SNR_{pp}(IPG, AC)$	$20 \cdot \log(0,018/0,4)$ dB	-27 dB

Als erste Ursache kommt eine leichte Muskelanspannung zum Geradehalten der Hand während der Störphase in Frage. Eine zweite Ursache könnte ein verändertes Strömungsfeld nach Änderung der Elektrodenankopplung durch die Bewegungsstörung gewesen sein. Dadurch könnte in der Störphase ein anderer Gewebeabschnitt durchströmt und eine andere Transferimpedanz gemessen worden sein. Der Rückgang des Impedanzbetrages nach der Störphase auf das Niveau vor der Störung lässt die Muskelkontraktion während der Störphase als Hauptursache vermuten. Die Reproduzierbarkeit der IPG-Messung war noch nicht zufriedenstellend.

### 3. Untersuchung der Signalqualität unter Störungsbedingungen

Als der Sprung der Grundimpedanz zur Berechnung des SNR verwendet wurde, ergab sich der Wert  $SNR_{IPG,DC} = -39 \text{ dB}$  (siehe Abbildung 3.5). Bei Verwendung des Wechselanteils ohne Beachtung von  $\Delta Z_0$  in der Störphase betrug der Wert  $SNR_{IPG,AC} = -27 \text{ dB}$ . Auch mit diesem Wert bleibt das Ergebnis des Vergleiches gleich. Das IPG hatte auch in Ruhe das schlechteste SNR<sub>pp</sub>. Bei der IPG-Messung ließen sich eventuell durch Klebeelektroden mit definiertem Andruck, mit Hilfe des rauscharmen Biosignalverstärkers g.USBamp, mit höherem Anregestrom und ggf. anderer Elektrodengeometrie deutlich bessere Ergebnisse erreichen.

Die Ergebnisse der **Druckänderungsmessung** sind in Tabelle 3.3 zusammengefasst. Die Abbildung 3.8 zeigt die gemessene Ausgangsspannung des PC-Sensors, die von den pulsabhängigen Änderungen des Blutdruckes verursacht werden. In Abbildung 3.8 sind zwei Ruhephasen und eine Störphase erkennbar. Das PC-Signal ist stark von den Ankoppelbedingungen des Sensors und vom Messort abhängig. Nach der Störphase hat sich die Amplitude des Ruhepulssignals deutlich verändert.

Die Abbildung 3.9 zeigt die Form des PC-Pulssignals in Ruhe und den Ruhestöranteil  $u_{stoer, Ruhe, pp} \leq 0,18 \text{ mV}$ . Ein Problem des PC-Sensors sind Muskelkontraktionen z.B. durch Fingerbewegungen. Sie werden durch einen Beschleunigungssensor nicht erfasst, verursachen aber große Bewegungsstörungen.

Tabelle 3.3.: Übersicht der PC-Messwerte

Messgröße	Formelzeichen	Berechnung	Rechenwert
Ruhepuls	$U_{pp,Signal}$	$(30,86 - 19,04) \text{ mV}$	$11,82 \text{ mV}$
Bewegungsstörsignal	$U_{pp,Stoer}$	$(62,5 - 7,4) \text{ mV}$	$55,1 \text{ mV}$
SNR <sub>pp</sub> des PCs in Ruhe	$SNR_{pp}(PC, Ruhe)$	$20 \cdot \log(11,23/0,18) \text{ dB}$	$+35,9 \text{ dB}$
SNR <sub>pp</sub>	$SNR_{pp}(PC)$	$20 \cdot \log(11,23/55,1) \text{ dB}$	$-13 \text{ dB}$

Die Messwerte bei der **Photoplethysmographie** sind in Tabelle 3.4 zusammengefasst. Die Abbildung 3.10 zeigt das PPG in Ruhe und in der Störphase. Abbildung 3.11 zeigt das PPG in Ruhe. In den gezeigten Signalen sind noch 50 Hz-Störanteil von  $u_{stoer, Ruhe, pp} \leq 0,01 \text{ mV}$  enthalten. Diese lassen sich z.B. mit einem Tiefpassfilter mit der Grenzfrequenz  $f_g = 15 \text{ Hz}$  entfernen.

### 3.5. Ergebnisse der Untersuchung des Einflusses von Bewegungsstörungen

Tabelle 3.4.: Übersicht der PPG-Messwerte

Messgröße	Formelzeichen	Berechnung	Rechenwert
Ruhepuls	$U_{pp,Signal}$	$(130,0 - 129,5) \text{ mV}$	$0,5 \text{ mV}$
Bewegungs- störsignal	$U_{pp,Stoer}$	$(130,5 - 128,7) \text{ mV}$	$1,8 \text{ mV}$
SNRpp des PPGs in Ruhe	$SNR_{pp}(PPG, Ruhe)$	$20 \cdot \log(0,5/0,01)$ dB	+34 dB
SNRpp	$SNR_{pp}(PPG)$	$20 \cdot \log(0,5/1,8)$ dB	-11 dB

In Abbildung 3.5 sind die Ergebnisse des SNRpp-Vergleiches der durch Bewegungsstörungen verfälschten Pulssignale grafisch dargestellt. Es ist erkennbar, dass das IPG wesentlich stärker gestört war als das Druckänderungssignal (PC) oder das PPG. Das beste SNRpp hatte in dem Versuch das Photoplethysmogramm. Die Spitze-Spitze-Werte des Störsignals bei Bewegung waren hier um Faktor 4 größer als die Spitze-Spitze-Werte des Nutzsignals in Ruhe.

Bei zweimaliger Wiederholung des Versuches konnten die Ergebnisse bestätigt werden. Aufgrund der Versuchsergebnisse und basierend auf den praktischen Erfahrungen mit den Sensoren fiel die Entscheidung auf den optischen Pulssensor. In einer Folgearbeit könnten die durchgeführten Versuche verbessert und mit kalibrierten Sensoren durchgeführt werden. Weiterhin müssten auch statistische Kenngrößen und Messtoleranzen für die einzelnen Messwerte und Messergebnisse angegeben werden. Zum Festlegen eines Sensorprinzips und für den Ablauf dieser Arbeit waren die Ergebnisse in der vorliegenden qualitativen Form ausreichend.

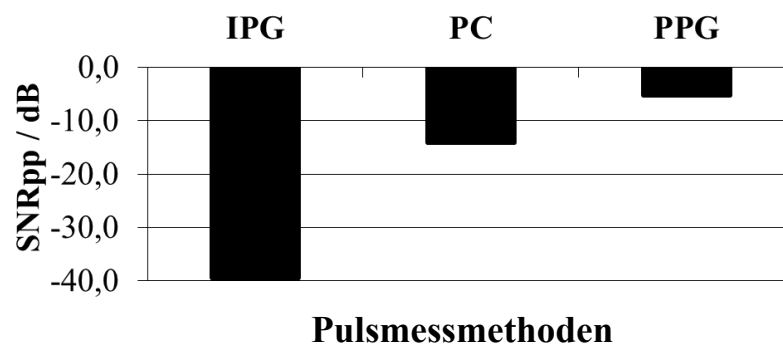


Abbildung 3.5.: SNRpp-Vergleich der Pulssensoren (PC, PPG, IPG).

### 3. Untersuchung der Signalqualität unter Störungsbedingungen

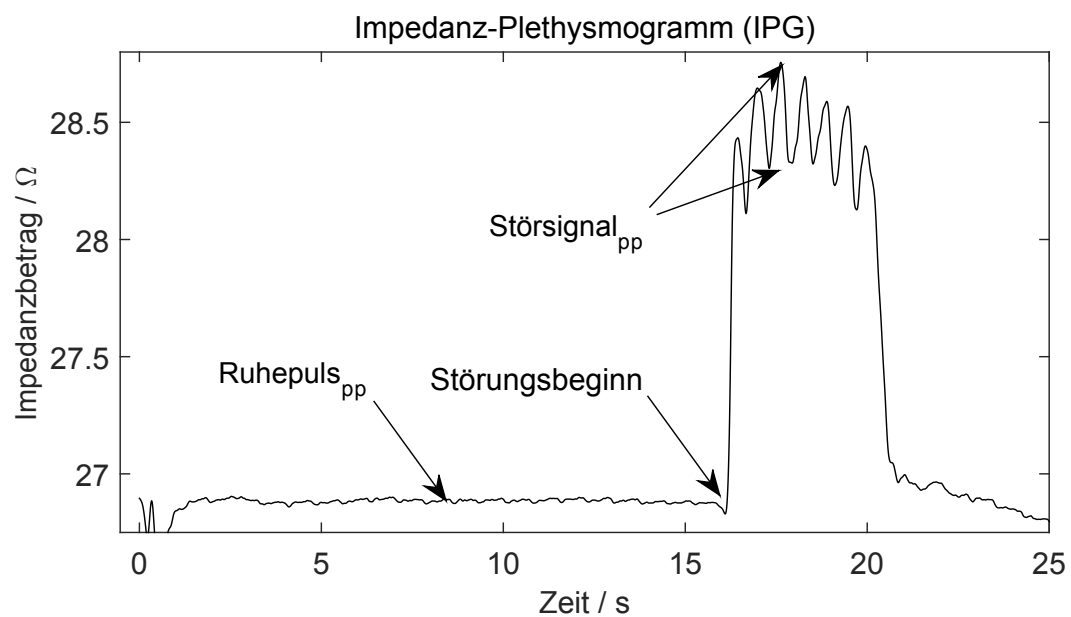


Abbildung 3.6.: Zeitfunktion des Impedanzbetrages (IPG) bei Ruhe und bei Störung durch eine leichte Armbewegung.

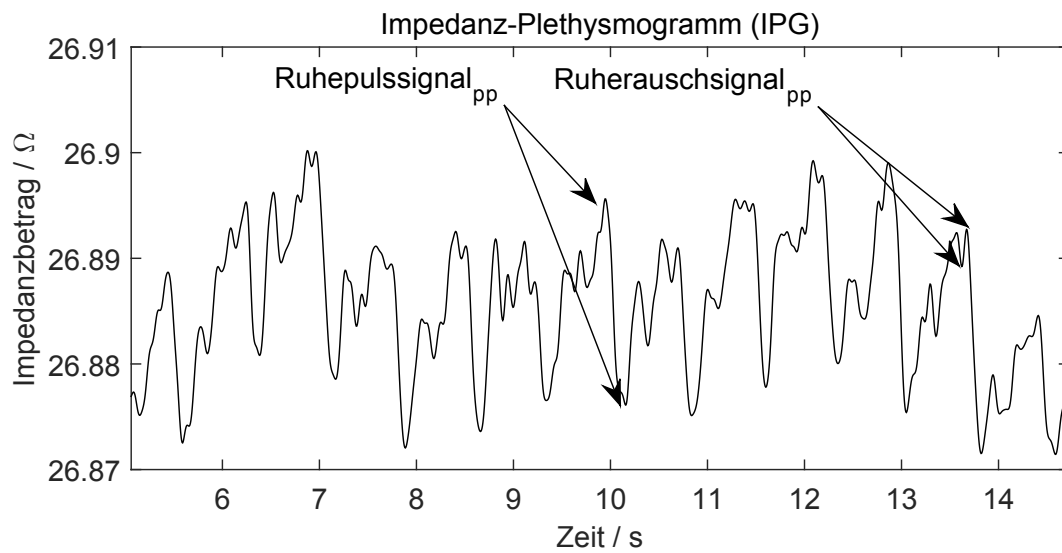


Abbildung 3.7.: Impedanzplethysmogramm (IPG) in Ruhe.



### 3.5. Ergebnisse der Untersuchung des Einflusses von Bewegungsstörungen

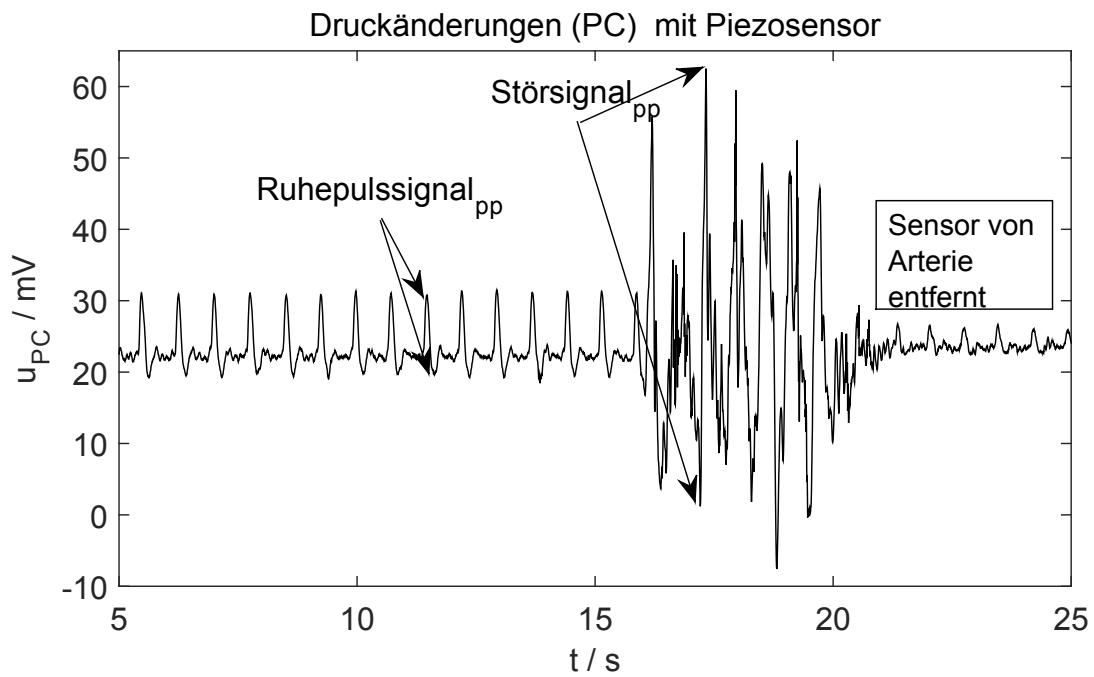


Abbildung 3.8.: Zeitfunktion der Druckänderungen (PC) bei Ruhe und bei Störung durch eine leichte Armbewegung.

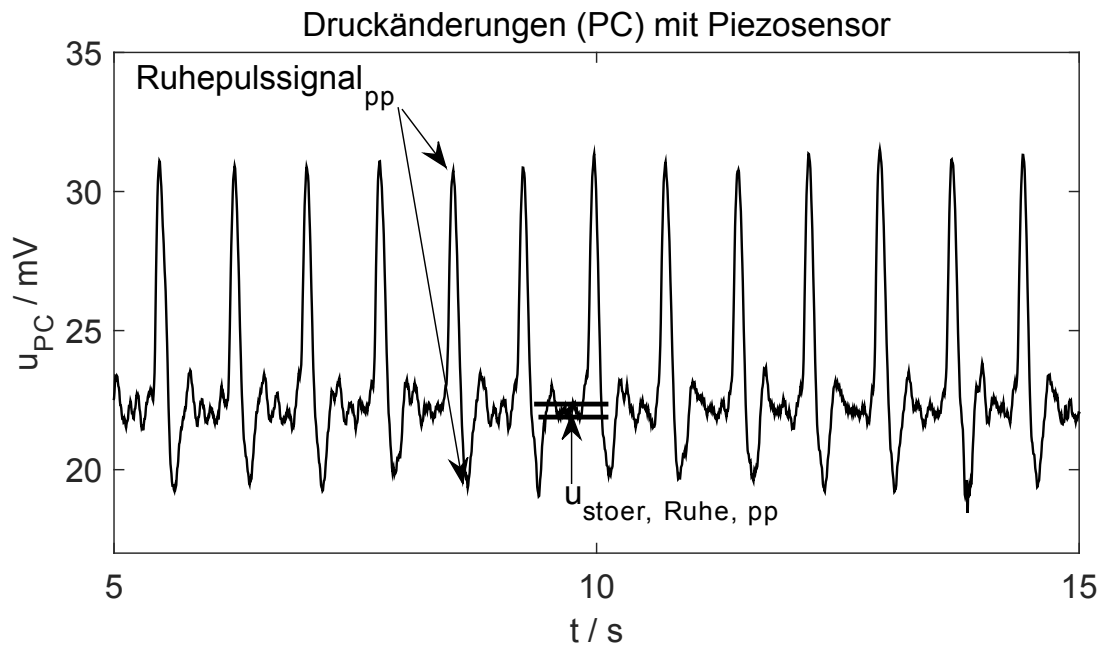


Abbildung 3.9.: Zeitfunktion der Druckänderungen (PC) in Ruhe.

### 3. Untersuchung der Signalqualität unter Störungsbedingungen

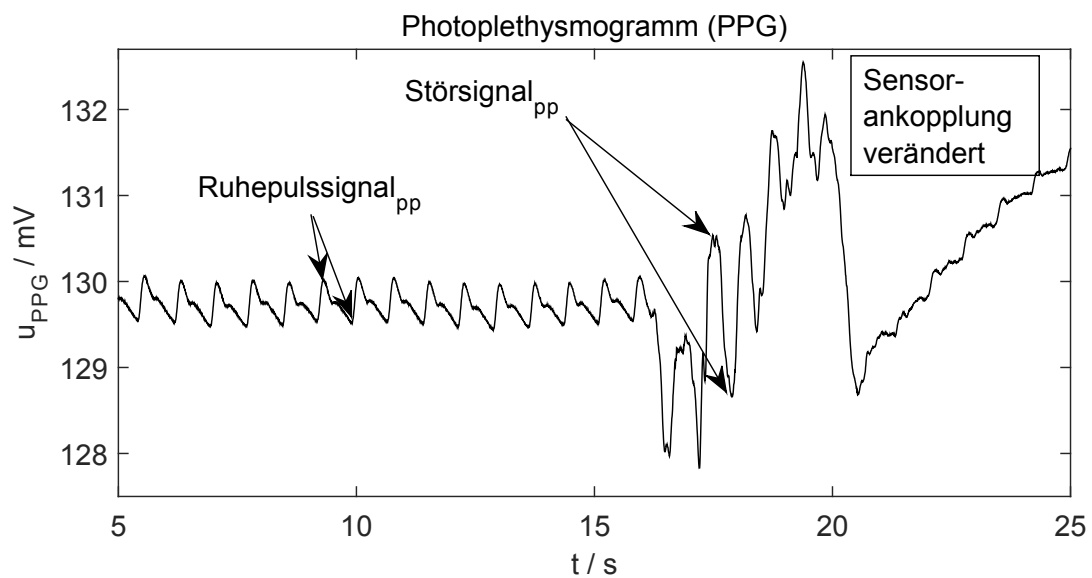


Abbildung 3.10.: Zeitfunktion des Remission-PPGs bei Ruhe und mit Störung durch eine leichte Armbewegung.

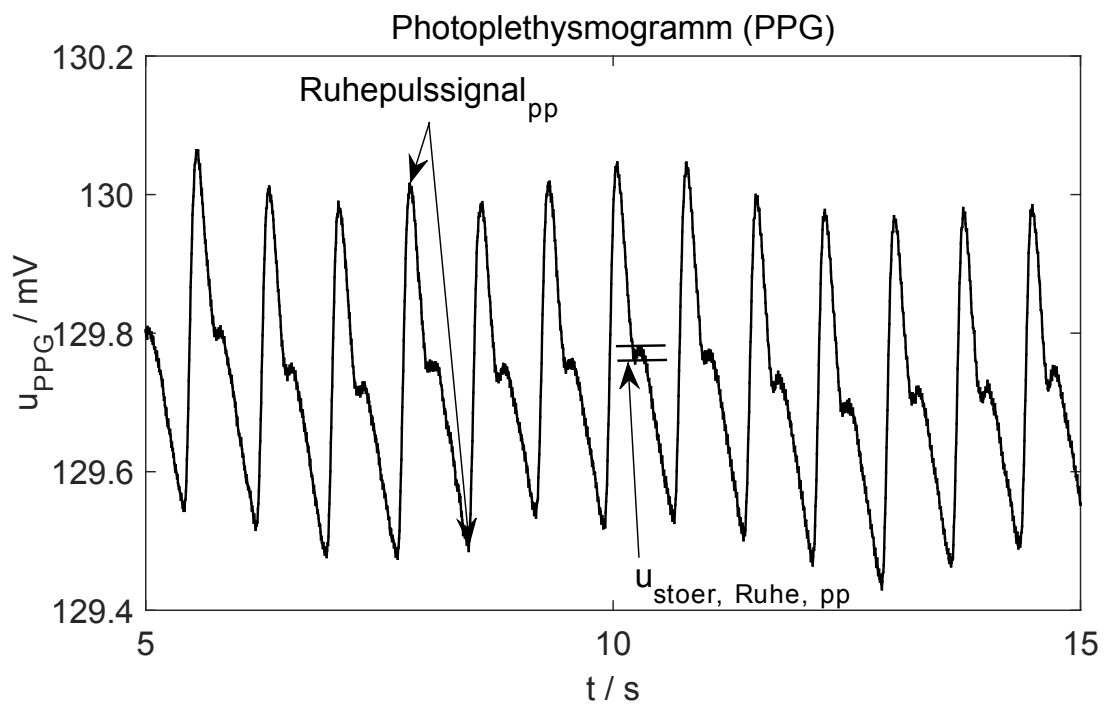


Abbildung 3.11.: Zeitfunktion des optischen Pulssignals (IPG) in Ruhe.

### 3.6. Schlussfolgerungen aus der Untersuchung der Beeinflussbarkeit durch Bewegung

Der quantitative Vergleich der Signalqualität von drei verschiedenen Pulssensoren am Unterarm hat ergeben, dass der PPG-Sensor die geringste Querempfindlichkeit bei auftretenden Bewegungsstörsignalen hat.

Unter Berücksichtigung der eventuellen Beeinflussung der Sensoren durch die Gummibänder wäre ein alternativer Ansatz zur Durchführung des Versuches sinnvoll gewesen. Das Pulssignal hätte z.B. in drei einzelnen Versuchen mit jedem Sensor einzeln gemessen werden können. Dabei hätte möglichst exakt am gleichen Messort gemessen und die Bewegungsstörung reproduzierbar erzeugt werden müssen. Für den durchgeführten Versuch werden im Folgenden die Vor- und Nachteile für jeden der drei Sensoren diskutiert.

**IPG-Sensor:** Der IPG hatte beim SNR<sub>pp</sub> mit vorhandenen Bewegungsstörungen den schlechtesten Wert. Der Schaltungsaufwand für die Impedanzmessung war wesentlich größer als bei den anderen zwei Pulssensoren. Mit einem ASIC AD5933 [AD05] und [Pliquett12] könnte der Schaltungsaufwand für die Impedanzmessung reduziert werden. Andernfalls ist die Erzeugung, Messung, Demodulation und Verarbeitung der Signale im Kilohertz-Bereich wesentlich anspruchsvoller als die Signalverarbeitung beim PC-Sensor oder PPG-Sensor. Unabhängig von diesen Ergebnissen ist die Impedanzmessung zur Detektion von Muskelkontraktionen, zur Untersuchung von Materialproben oder biologischem Gewebe geeignet. Eine mehrkanalige Messung ist sogar mit verschiedenen Frequenzen möglich, wobei die örtliche Auflösung durch die Fläche der Elektroden bestimmt wird. Für die Messung der Pulsfrequenz bei Bewegung ist die Impedanzmessung mit dem hier verwendeten Messaufbau schlecht geeignet.

**PC-Sensor:** Beim piezoelektrischen Druckänderung-Sensor (PC) war das SNR<sub>pp</sub> bei Bewegung besser als beim IPG. Der Schaltungsaufwand war vergleichsweise gering. Der Druckoffset des Sensors an die Haut war ein sehr wichtiger Parameter für einen hohen AC-Anteil des Pulssignals. Der Sensor wies eine hohe Querempfindlichkeit für jegliche Art von Beschleunigung, Muskel- oder Sehnenbewegung und sogar Schallwellen auf.

### 3. Untersuchung der Signalqualität unter Störungsbedingungen

Somit könnten viele verschiedene Störsignalquellen das Pulssignal verfälschen. Der Messort musste sehr exakt über einer Arterie liegen, damit ein Pulssignal mit hohem SNR gemessen werden konnte. Eine mehrkanalige Messung ist möglich aber die örtliche Auflösung wird durch die Größe der Piezoscheibe und den Stößel begrenzt. Bei zu starkem Andruck besteht auch die Gefahr, dass das kontaktierte Blutgefäß abgedrückt wird. Der Sensor wurde wegen der Querempfindlichkeiten insgesamt als nicht optimal eingestuft.

**PPG-Sensor:** Das beste  $SNR_{pp}$  bei Bewegung erreichte der PPG-Sensor. Der Aufbau eines mehrkanaligen Sensors war problemlos möglich und die örtliche Auflösung wurde mehr durch die Lichtausbreitung im Gewebe als durch die Sensorhardware begrenzt. Das SNR im ungefilterten Pulssignal in Ruhe konnte durch Stabilisierung des LED-Stromes mit einer Stromquelle, die Wahl eines geeigneten LED-Stromes und durch die Verwendung einer aktiven Photodiode auf  $SNR_{pp}(PPG, Ruhe) > 45dB$  verbessert werden. Das Gewebe wird durch den Sensor (insbesondere durch IR-Licht) erwärmt, was positiv für die Durchblutung und das Pulssignal ist. Der Druck des Sensors an die Haut ist ein sehr wichtiger Parameter. Nach der Störphase trat eine Drift im Signal auf, die auf eine veränderte Durchblutung oder Ankopplung des Sensors an die Haut hinweist. Blutdruckänderungen wie z.B. beim Bücken verursachen beim PPG größere Driften. Der PPG-Sensor wurde insgesamt als am besten geeignet eingestuft und wurde für eine Störsignalunterdrückung weiterentwickelt. Er sollte mehrere optische Kanäle haben und ein minimales Rauschen in Ruhe aufweisen.

Als Ergebnis der Untersuchung in diesem Kapitel zeigte sich, dass der Remissions-PPG-Sensor bei Bewegung das beste  $SNR_{pp}$  erreicht. Der Sensor ist flexibel einsetzbar und bietet einige Vorteile in der Anwendung. Im weiteren Verlauf der Dissertation wurden für die Pulsmessung nur noch PPG-Sensoren verwendet. Das nächste Kapitel beschäftigt sich mit der Auswahl des Messortes für die Photoplethysmographie unter Bewegungsbedingungen.

## **4. Auswahl des Messortes für die PPG-Pulsmessung bei Bewegung**

In den letzten Kapiteln wurde die Bedeutung der Pulsfrequenz in der Medizin und im Sport beschrieben. Es wurden drei verschiedene Methoden zur Pulsfrequenzmessung vorgestellt und die Beeinflussbarkeit der Sensorsignale durch Bewegungsstörungen quantitativ verglichen. Aufgrund der Untersuchungsergebnisse wird in den folgenden Kapiteln nur noch die Photoplethysmographie angewendet. In diesem Kapitel wird die Wahl der Stirn als Messort für das Photoplethysmogramm (PPG) begründet. Eine detaillierte wissenschaftliche Diskussion zur Auswahl des bestmöglichen Messortes für verschiedene Pulssensoren wäre sehr umfangreich. Sie müsste in einer separaten Abhandlung geführt werden. Im Folgenden werden die Vor- und Nachteile der Stirn als Messort diskutiert.

### **4.1. Stirn als Messort für die PPG-Pulsmessung**

Die Pulsfrequenzmessung mittels Lichtremission ist prinzipiell an allen durchbluteten Stellen des Körpers möglich. Hertzman [Hertzman38] untersuchte bereits im Jahr 1938 mit Hilfe eines Photoplethysmographen verschiedene Hautstellen am menschlichen Körper auf die arterielle Blutversorgung. In seinen Untersuchungen stellte sich bereits heraus, dass neben den Extremitäten auch die Ohrlappen und der Vorkopf eine reiche arterielle Versorgungsdichte aufweisen. Das Ohrläppchen ist für eine Messung mit Transmission oder Remission von Licht geeignet. Bei Bewegung ist es hingegen nicht optimal. Die Extremitäten sollen sich frei bewegen können. Sie sind daher als Messort nicht ideal. Bei den Messungen am Unterarm in Kapitel 3.1 wurde festgestellt, dass die Bewegung von Muskeln und Sehnen die Pulsmessung stark verfälschen. In [Vogel07] wird die Pulsfrequenz und die Sauerstoffsättigung des Blutes z.B. im

#### 4. Auswahl des Messortes für die PPG-Pulsmessung bei Bewegung

Gehörgang des Ohres gemessen. Damit sollen Bewegungsstörsignale vermieden werden. Diese Lösung ist vielversprechend, hat aber wahrscheinlich den Nachteil, dass das Messgerät individuell an den Gehörgang des Probanden angepasst werden muss. Ein Gerät zur Pulsmessung im Ohr dürfte auch ähnlich störend empfunden werden, wie ein Hörgerät, Mehrweg-Gehörschutz-Stöpsel oder Ohrhörer zum Musikhören.

Die Firma Nellcor™ [NELLCOR07] verkauft ein stationäres Pulsoximeter *Oxi-max N-600x*. Als Zubehör wird speziell ein Stirnsensor<sup>1</sup> *OXIMAX MAX-FAST* angeboten. Basierend auf den Ergebnissen der Literaturrecherche, zahlreichen eigenen Messungen an verschiedenen Körperstellen und bestätigt durch Aussagen im Datenblatt<sup>2</sup> des kommerziellen PPG-Sensors *MLT1020PPG* [ADIPPG05] wurde die Stirn als geeigneter Messort favorisiert.

Die Stirn bzw. der ganze Kopf unterliegt z.B. beim Fahrradfahren weniger starken Beschleunigungen als z.B. der Arm oder der Finger. Die Akzeptanz eines Stirnbandes dürfte bei einer kompakten, leichten und flexiblen Bauweise genauso gut oder besser sein als die Akzeptanz eines EKG-Brustgurtes. In der Haut an der Stirn befinden sich einzelne größere Blutgefäße, die günstig für die Pulsmessung sein könnten (siehe Abbildungen 4.1, A.5 und [Haller1756]). Die Eindringtiefe von rotem oder infrarotem Licht ist ausreichend, um die Arterien zu „durchleuchten“. Die Eigenschaften des Messortes Stirn lassen sich wie folgt zusammenfassen:

1. Die Arterien, die in der Cutis und Subcutis verlaufen, sind mit Licht im Wellenlängenbereich 600...1200 nm gut erreichbar (siehe Abbildung A.5).
2. Der Pulssensor kann in ein Stirnband, Helm, Badekappe oder eine Mütze integriert werden.
3. Der optimale Andruck zwischen Sensor und Haut ist gut einstellbar.
4. Eine dauerhafte Minderperfusion durch zu niedrige Temperaturen ist unter einem Stirnband nicht zu erwarten.

<sup>1</sup>Selbstklebender Reflexions-Sauerstoffsättigungssensor bzw. mit Stirnband auch als Reflex-Sensor-Stirn AS510M bei Firma Asmuth GmbH Medizintechnik in Minden erhältlich.

<sup>2</sup>Zitat aus dem Datenblatt des *MLT1020PPG* [ADIPPG05]: „The velcro strap and finger clip models use reflected infrared light, and work best where the light can reflect from the bone beneath the tissue. They are especially good for the finger or forehead (directly over the centre of the eyebrow is an excellent location).“ , d.h. an der Stirn direkt über den Augenbrauen ist ein sehr guter Messort für die Pulsmessung.

#### 4.1. Stirn als Messort für die PPG-Pulsmessung

5. Es sind am Kopf keine Störsignale durch die Atmung zu erwarten.
6. Negativer Aspekt: Die Haut ist auch an der Stirn mehrere Millimeter verschiebbar (siehe Subcutis im Kapitel A.5.4). Für eine störungsarme Pulsmessung bei Bewegung ist diese Verschiebbarkeit der Haut störend.
7. Negativer Aspekt: Die Muskulatur an der Stirn verursacht Stirnrunzeln, was Bewegungsstörsignale mit großer Amplitude verursacht.

In [Steinbrink2000] werden in Kapitel 5 die Gewebebestandteile der Kopfschwarte und deren optische Eigenschaften ausführlich beschrieben. Die Kopfschwarte, die auch Skalp genannt wird, besteht aus der Kopfhaut, dem Unterhautbindegewebe und der großflächigen Sehne „Galea aponeurotica“. Die Kopfschwarte ist relativ fest, hat beim Erwachsenen eine typische Dicke von fünf Millimetern und ist nur als Ganzes auf dem Schädel verschiebbar. Das verursacht bei der PPG-Messung Störungen.

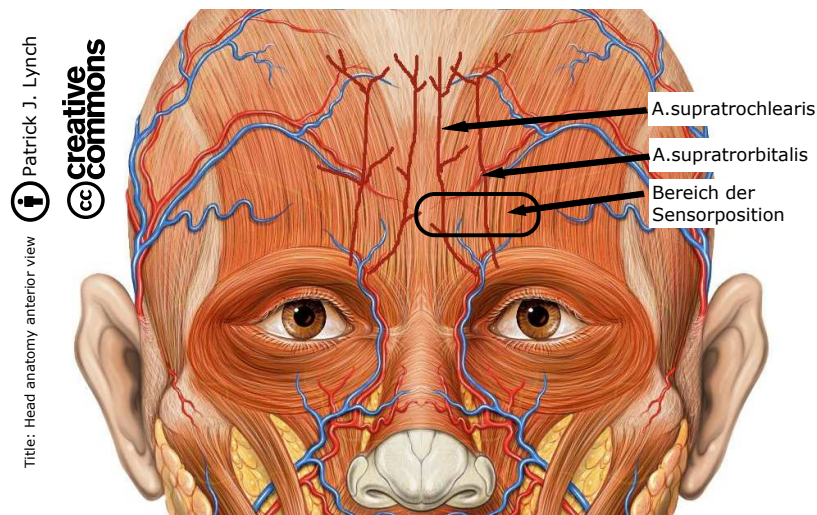


Abbildung 4.1.: Anatomie der Arterien an der Stirn.

Messungen in [Auerswald15] zeigten, dass der Schädelknochen unter der Kopfschwarte einen großen Anteil des auftreffenden Lichtstromes diffus streut und remittiert. Somit ist eine Remissionsmessung an der Stirn möglich. Die interessanten Blutgefäße auf der Stirn sind die Arteria Supraorbitalis<sup>3</sup> und die Arteria Supratrochlearis. Die beiden Arterien befinden sich direkt über der Augenhöhle.<sup>4</sup>

<sup>3</sup>Supraorbital bedeutet oberhalb der Augenhöhle (Orbita) gelegen

<sup>4</sup>Die Arteria supratrochlearis ist ein orbitaler Gefäßast der Arteria ophthalmica. Die Arteria supratrochlearis ist einer der drei Endäste der Arteria ophthalmica (Engl.: Supratrochlear

#### 4. Auswahl des Messortes für die PPG-Pulsmessung bei Bewegung

Sie versorgen an der Stirn die Haut der Regio frontalis, die mimische Muskulatur und das Periost<sup>5</sup> mit Blut. In Abbildung 4.1 und Abbildung A.5 im Anhang A.5.4 sowie in [Steinbrink2000] S.79 ist erkennbar, dass sich zwischen der Subcutis und dem Schädelknochen Muskelgewebe befindet. Durch kontrahierende Muskeln bilden sich oft Falten an der Stirn, die bei der Pulsmessung Probleme bereiten. Daher sind Messorte am Kopf vorteilhaft, an denen sich möglichst wenig Muskulatur befindet.

Im Bereich des Gesichtes ist dies nicht gegeben. An der Stirn kann ein PPG-Sensor gut mit definiertem Andruck platziert werden. Ein wichtiger Vorteil der Stirn gegenüber z.B. der Schläfe ist die geringe Behaarung. Sobald sich Haare unter dem Sensor befinden, ist die optische Pulsmessung kaum noch möglich.

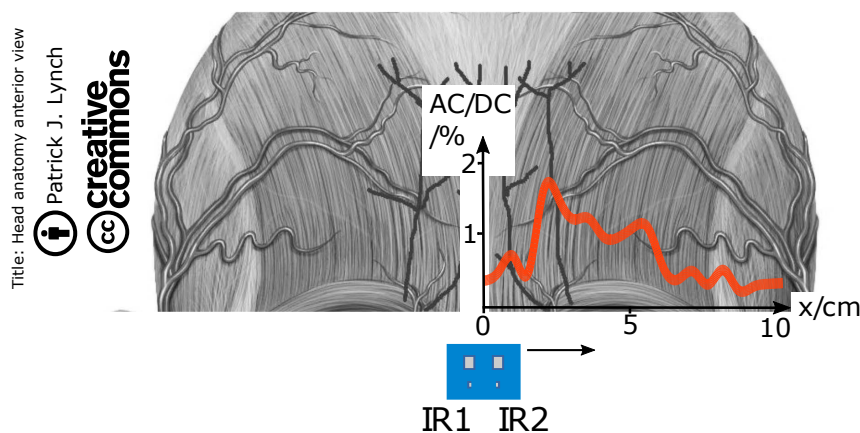


Abbildung 4.2.: In [Weustink15] gemessenes AC/DC-Verhältnis an der Stirn.

Zur Untersuchung des AC/DC-Verhältnisses an der Stirn wurde der Remissionspulssensor auf der Stirn verschoben und an jeder Position das AC/DC-Verhältnis berechnet. In Abbildung 4.2 ist die gemessene Ortsabhängigkeit dargestellt. Die gemessene ortsabhängige Funktion könnte mit zwei unterschiedlichen Thesen erklärt werden:

1. Ein Pulssensor mit guter Ortsauflösung misst direkt über einer größeren Arterie ein größeres Pulssignal und neben dem Blutgefäß ein kleineres.
2. Die ortsabhängigen AC/DC-Werte sind durch einen je nach Beschaffenheit der Stirn ortsabhängigen Druck zwischen Sensor und Haut entstanden.

---

artery are branches of the ophthalmic artery). Die Arteria supratrochlearis anastomosiert mit der Arteria supraorbitalis und mit dem gleichnamigen Gefäß der Gegenseite.

<sup>5</sup>Periost: Knochenhaut



Die Frage, welche der zwei Thesen besser zutrifft, könnte durch weitere Messungen an verschiedenen Probanden mit zusätzlicher Druckmessung untersucht werden. Die erste These wurde zunächst als höher wahrscheinlich eingestuft, weil der Verlauf der roten Kurve in Abbildung 4.2 gut mit der Lage der größeren Arterien auf der Stirn übereinstimmte. Nach Messungen im Kapitel 7.3 konnte die Annahme von These 1 nicht bestätigt werden und wurde verworfen.

## 4.2. Anforderungen an einen Stirnband-PPG-Sensor

Ausgehend von der gewünschten Anwendung eines Pulssensors an der Stirn wurden die folgenden technischen Anforderungen an einen Remissions-PPG-Sensor formuliert. Die praktischen Erfahrungen mit verschiedenen Entwicklungsstufen des PPG-Sensors und die Annahmen für die praktische Anwendung des Signalkoppelmodells in Kapitel 6.4 wurden berücksichtigt.

1. Möglichst hoher Signal-Rausch-Abstand ( $SNR \geq 40 \text{ dB}$ ) im Ruhe-PPG;
2. Pulssensor mit Lichtremission, der beim Sport tragbar ist als kabelloser tragbarer Datenspeicher oder als Funklösung;
3. mindestens zwei Kanäle mit guter Ortsauflösung und geringem optischen Kanalübersprechen;
4. geringe Empfindlichkeit gegenüber Umgebungslicht und anderen Störeinflüssen wie Feuchtigkeit oder Temperaturschwankungen;
5. möglichst hohes AC/DC-Verhältnis im Ruhe-PPG;
6. störungsminimaler Andruck, d.h. fester Sitz an der Haut unter der Annahme, dass additive Überlagerung von Nutz- und Störsignalen gegeben ist;
7. kleine Masse  $m < 10 \text{ g}$  für minimale Kräfte auf den Sensor bei Bewegung;
8. möglichst kleine Abmessungen und sicherer Fertigungsprozess;
9. möglichst flacher Aufbau (ggf. flexibel) zur Vermeidung von Kippen;

#### *4. Auswahl des Messortes für die PPG-Pulsmessung bei Bewegung*

10. Erwärmung unter dem Sensor für bessere Durchblutung und hohes AC/DC;
11. einfaches Anbringen des Sensors am Kopf mit einfacher Korrektur und ggf. automatischer Rückmeldung bei guter Sensorposition;
12. reproduzierbare Pulssignale nach Anlegen am gleichen Messort;
13. geringer Energieverbrauch  $P < 100 \text{ mW}$ , Akku- oder Batteriebetrieb;
14. Option 1: wasserdichte Variante des Sensors für mind. 1 Stunde;
15. Option 2: 3D-Beschleunigungsmessung der Bewegung des Sensors;
16. Option 3: Erweiterung zu einem Remissions-Pulsoximeter.

Am Ende dieses Kapitels wurde die Stirn als geeigneter Messort für die Pulsmessung befunden. In den weiteren Arbeitsschritten der Dissertation wurde der im folgenden Kapitel 5 beschriebene PPG-Sensor von [Weustink15] für die Anwendung an der Stirn optimiert und charakterisiert.

# **5. Experimentelle Untersuchung eines PPG-Sensors mit Stirnband**

Im Rahmen der Dissertation wurden verschiedene PPG-Sensoren entwickelt. Im Anhang B werden nur die Sensoren beschrieben, die bei Messungen im Rahmen dieser Arbeit verwendet wurden. Der Fokus liegt in diesem Kapitel nur auf dem letzten Entwicklungsstand nach [Weustink15]. Es werden die wichtigsten Untersuchungsergebnisse und Eigenschaften dieses Sensors vorgestellt. In den Abschlussarbeiten [Weustink15], [Gansauge15] und [Thiel15] können weitere Details zum Sensordesign und den Untersuchungen nachgelesen werden.

## **5.1. Allgemeine Eigenschaften eines PPG-Sensors**

### **5.1.1. Vorbetrachtungen für den Aufbau eines Photoplethysmographen mit Lichtremission**

In [Mendelson88] werden viele praktische Vorschläge zum technischen Aufbau eines Remissions-Photoplethysmographen gegeben. Es werden z.B. die geometrische Anordnung der LEDs und Photodiode(n), der Einfluss der lokalen Hauttemperatur, der Effekt von mehreren parallel geschalteten Photodioden vorgestellt. Bei einem festgelegten Abstand zwischen LED und Photodiode von z.B. 6 mm kann mit einem größeren LED-Strom auch ein größeres Areal des pulsierenden Gefäßbettes belichtet und größere DC- und AC-Komponenten gemessen werden. Auch bei größerem Abstand (siehe [NELLCOR07]) zwischen LED und Photodiode können größere AC-Komponenten im PPG gemessen werden. Allerdings muss die eingestrahlte Lichtintensität bei größerem Abstand auch erhöht werden, um die mit dem Abstand zunehmende Absorption des Gewebes zu überwinden.

## 5. Experimentelle Untersuchung eines PPG-Sensors mit Stirnband

Wenn der Abstand zu klein gewählt wird, führt eine zu hohe DC-Komponente zur Sättigung des Photodetektors oder des Verstärkers. Die DC-Komponente steigt hauptsächlich durch Mehrfachstreuung des eingestrahnten Lichtes in den nicht durchbluteten Hautschichten Stratum Corneum und Epidermis an. In [Vogel07] wurde eine technische Lösung zu diesem Problem gefunden. Dieser Sensor ist hoch integriert und misst das PPG und die  $S_pO_2$  im Ohr. Der Abstand zwischen LED und Photodiode sollte je nach Messort so gewählt werden, dass PPGs mit maximal pulsierender AC-Komponente bei möglichst kleiner DC-Komponente mit möglichst hohem SNR gemessen werden. Anhand eines hohen AC/DC-Verhältnisses und einem hohen SNR lässt sich ein Optimum finden.

### 5.1.2. Auswahl eines geeigneten Lichtemitters

Der gesuchte Lichtemitter muss den grundlegenden Anforderungen des Sensors in Kapitel 4.2 genügen. Bei den Anforderungen sind vor allem die mechanischen Abmessungen, der Stromverbrauch, die Verlustleistung und das Temperaturverhalten, die optischen Eigenschaften zur Lichtemission, die mechanische Robustheit, eventuell auch die IP-Schutzart, die Waschbarkeit oder Desinfizierbarkeit zu beachten. Hier lag der Fokus nur auf einem PPG-Sensor mit Lichtemission für die mobile Anwendung am Kopf.

LEDs erfüllen die grundlegenden Anforderungen an die gesuchte Lichtquelle. Sie emittieren ein schmalbandiges, fast monochromatisches Licht, welches in der Praxis schon vielseitig für die Photoplethysmographie und Pulsoximetrie eingesetzt wird. So kann auf kostenintensive optische Filter zur Begrenzung der Wellenlänge des Lichtes verzichtet werden. Die zur PPG-Messung benötigte Lichtintensität kann z.B. mit infraroten LEDs mit einem konstanten Strom erzeugt werden. Die IR-LED wird thermisch nicht überlastet und es kann ein hohes SNR des gemessenen PPG-Signals in Ruhe erreicht werden. Auch mit rotem Licht ist die Messung mit konstantem Strom in der LED möglich, wobei die Signalamplituden bei gleichem Sensoraufbau, Photodiode mit geeignetem Spektrum und einer Messung z.B. am Finger kleiner sind, als mit IR-Licht. Das Ruhe-SNR kann sich durch ein kleineres Nutzsignal verschlechtern. Auch grünes Licht bietet sich für die PPG-Messung an, da es im Wellenlängenbereich  $430 \leq \lambda \leq 450$  eine hohe Lichtabsorption im Blut gibt.

Laut Abbildung 2.14 haben das oxigenierte und desoxigenierte Hämoglobin bei dieser Wellenlänge hohe Absorptionskoeffizienten. Zuvor muss das grüne Licht aber die hohe Absorption des Melanins in der Epidermis überwinden. Aufgrund der resultierenden hohen Absorption werden größere Lichtintensitäten zur Remissionsmessung als bei infrarotem Licht benötigt. Der LED-Strom kann z.B. gepulst werden, um die mittlere, in der LED umgesetzte Leistung zu reduzieren. Der gepulste Betrieb erfordert eine aufwendigere Schaltungstechnik und wirkt sich ggf. negativ auf das Ruhe-SNR des PPGs aus. Ein Anwendungsbeispiel ist das Sensormodul *Si1144* [Sili15] von Firma *Silicon Labs*, das für die Herzfrequenzmessung geeignet ist. Das Modul enthält eine grüne LED, einen Sensor und einen im Datenblatt nicht näher beschriebenen dynamischen HRM-Algorithmus. Hier wurde zugunsten eines möglichst hohen Ruhe-SNR des PPG-Signals mit infrarotem Licht angeregt. Die infrarote LED *VSMB1940X01* von Firma *VISHAY* [VIS09] hatte alle Anforderungen erfüllt und wurde mit einem konstanten Strom betrieben.

### 5.1.3. Abstand zwischen Sensor und Reflektor

Abbildung 5.1 zeigt die gemessene Gleichspannung am Ausgang des Remissionspulsensors im Anhang B.6 als Funktion des Abstands zwischen Reflektor und Sensor. Der Abstand wurde mit einer Bügelmessschraube eingestellt, an der ein weißer Reflektor wie in Abbildung B.14 angebracht war.

An der Stirn wirkt der Schädelknochen auch als Reflektor. Eine Abstandsänderung kann bei der PPG-Messung in Ruhe zum Beispiel durch die pulsabhängige Querschnittsänderung der Arterien entstehen und wirkt wie eine variable Lichtremission. Bei der PPG-Messung in Ruhe wirkt eine Abstandsänderung als zusätzliche PPG-Nutzsignalquelle. Unter Bewegungsbedingungen muss der Abstand möglichst konstant sein, damit keine großen<sup>1</sup> Störsignalamplituden durch Abstandsänderungen erzeugt werden. Bei konstantem Abstand zwischen Sensor und Reflektor steigt die Wahrscheinlichkeit, dass sich ein konstanter Gleichanteil im PPG einstellt, der von der Lichtabsorption im Gewebe bestimmt wird.

---

<sup>1</sup>Die Größe ist in Relation zum Nutzsignal zu sehen.

## 5. Experimentelle Untersuchung eines PPG-Sensors mit Stirnband

Unter Bewegungsbedingungen ist ein fester Abstand bei einem Remissions-Sensor an der Stirn praktisch nicht umsetzbar. Es besteht aber die Möglichkeit, den Druck des Sensors an die Haut so zu justieren, dass Abstandsänderungen bei Bewegung minimiert werden.

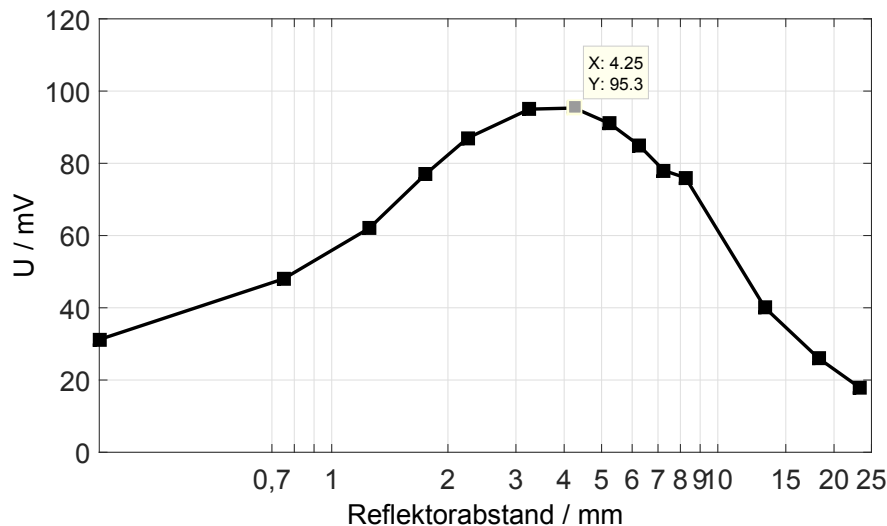


Abbildung 5.1.: Ausgangsspannung eines PPG-Sensors als Funktion des Abstandes zum Reflektor mit Sender-Empfänger-Abstand = 7 mm

### 5.1.4. Druck des Sensors auf die Haut

Der Druck des Sensors auf die Haut ist ein wichtiger Parameter bei der Messung eines PPGs. Durch einen steigenden Druck auf die Haut wird der Abstand z.B. zum Schädelknochen kleiner und eine unter dem Sensor liegende Arterie wird deformiert oder sogar zugeedrückt. Eine Deformation der Arterie verändert auch das Strömungsprofil des Blutes in der Arterie<sup>2</sup>. Abbildung 5.3 zeigt das Ergebnis einer PPG-Messung in Ruhe, in welcher der Druck des Mittelfingers auf den Pulssensor variiert wurde. Die Funktion in Abbildung 5.3 wurde gemessen, indem der Mittelfinger auf den flexiblen Pulssensor und den darunter liegenden flexiblen Drucksensor *Flexiforce A201* gelegt wurde. Beide Sensoren lagen auf dem Tisch. Der Andruck zwischen Sensor und Finger wurde mit der Fingermuskulatur zwischen  $2 \text{ kPa} \leq p \leq 20 \text{ kPa}$  variiert und die Signale von Puls und Druck zeitgleich gemessen.

<sup>2</sup>Die Ausrichtung der Erythrozyten im strömenden Blut ist von der Strömungsgeschwindigkeit abhängig und beeinflusst die optischen Eigenschaften des Blutes.

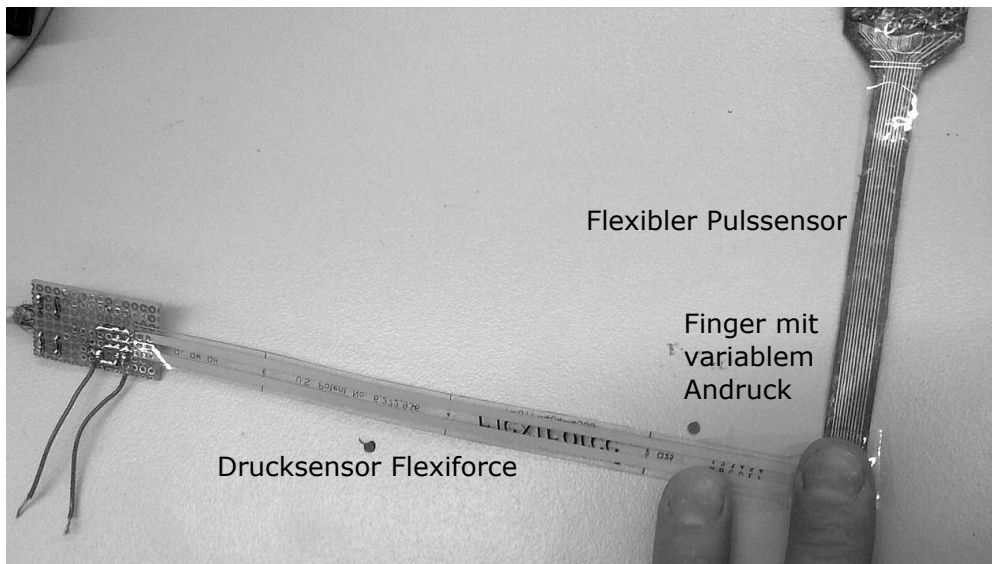


Abbildung 5.2.: Messung der Druckabhängigkeit des Pulssignals.

Nach Bandpassfilterung mit Frequenzbereich  $1 \text{ Hz} \leq f \leq 15 \text{ Hz}$  wurde der Effektivwert des PPG-Wechselanteils gleitend mit einem 4 s-Zeitfenster berechnet. Der Druck wurde von  $1,6 \text{ kPa} \leq p \leq 20,5 \text{ kPa}$  linear aufgetragen.

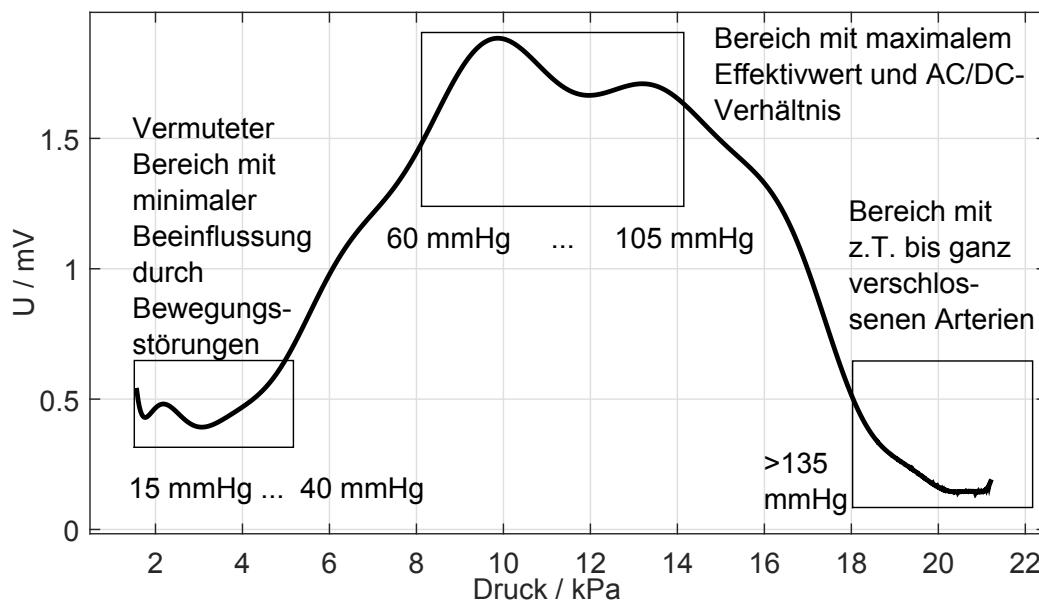


Abbildung 5.3.: Druckabhängigkeit des Effektivwertes des PPG-Wechselanteils am Mittelfinger.

Der Effektivwert des mit einem Bandpass von  $0,8 \text{ Hz} \leq f \leq 15 \text{ Hz}$  gefilterten Nutzsignals konnte durch Variation des Druckes um Faktor 4 vergrößert werden. Um einen festen Sitz des Sensors an der Haut zu erreichen, musste

## 5. Experimentelle Untersuchung eines PPG-Sensors mit Stirnband

der Druck  $2\text{ kPa} \leq p \leq 5\text{ kPa}$  betragen. Mit ansteigendem Druck erreichte der Effektivwert des PPG-Wechselanteils im Bereich  $p = 10\text{ kPa}$  sein Maximum. In diesem Bereich wurde auch das AC/DC-Verhältnis maximal. Als Ursache könnte ein teilweises Zusammendrücken des Blutgefäßes die Strömungsgeschwindigkeit des Blutes während der Systole vergrößern, was einen Einfluss auf die Absorptionseigenschaften des Blutes hat. Eine weitere Erklärung könnte die Verdrängung von Gewebe und eine damit verbundene bessere Durchleuchtung der tiefer liegenden Blutgefäße sein. Je nach mechanischem Aufbau des Sensors könnte auch eine vom Druck des Sensors auf die Haut und vom pulsierenden Blutdruck verursachte **Abstandsänderung zwischen Emitter und Detektor** eine zusätzliche Quelle für das PPG-Nutzsignal in Ruhe sein. Eine Vergrößerung des Abstandes wirkt wie eine stärkere Lichtabsorption.

Bei Drücken von  $p > 14\text{ kPa}$  verringerte sich der PPG-Effektivwert wieder, weil die Arterien unter dem Sensor abgedrückt wurden.

Eine Stabilisierung des Arbeitspunktes mit maximalem Effektivwert des Pulssignals, hier bei  $p = 10\text{ kPa}$ , ist bei Bewegungsbedingungen kaum realisierbar. So ändert sich durch eine kleine Änderungen des Druckes selbst bei konstantem Puls, d.h. Blutdruck und Frequenz, der Effektivwert des Pulssignals. Störungen durch variablen Druck sind dem Nutzsignal sehr wahrscheinlich nicht additiv überlagert. Das Signalkoppelmodell in Abbildung 6.2 erlaubt nur eine additive Überlagerung von Nutz- und Störsignal und die Störsignalunterdrückung würde bei einer nicht additiven Überlagerung versagen. Daher muss der Druck im Bereich  $2\text{ kPa} \leq p \leq 5\text{ kPa}$  eingestellt werden, um zu gewährleisten, dass die mechanische Beeinflussung der Blutgefäße minimal ist. Dabei kann eine additive Überlagerung von Nutzsignal und Störsignal angenommen werden. Bei der PPG-Messung ist nicht die Größe des Effektivwertes vom Pulssignal ausschlaggebend, sondern ein möglichst hohes SNR des Pulssignals in Ruhe und eine möglichst geringe Beeinflussbarkeit durch Bewegungsstörungen.

Es können nicht nur durch den Herzschlag Druckänderungen entstehen, welche die Blutgefäße deformieren, sondern auch durch Bewegung des Körpers. Für die Pulsmessung sind nur die Querschnittsänderungen der Arterien relevant, die vom Herzschlag verursacht werden. Der Druck des Sensors auf die Haut muss groß genug sein, damit der Sensor bei Bewegung fest sitzt und sich nicht ablöst. Bei Umsetzung dieser Forderung wird davon ausgegangen, dass nur noch additiv überlagerte Störungen auftreten.



Im Anhang 7.2.4 wurden Untersuchungen zur Additivität von Nutz- und Stör-signal durchgeführt. Es wurde nachgewiesen, dass die Additivität für kleine, mit einem Schwingungserreger am Kopf erzeugte Beschleunigungen gegeben ist.

### 5.1.5. Signalform und Pulsfrequenz

Bei körperlicher Anstrengung verändert sich nicht nur die Pulsfrequenz, sondern auch die Form des Pulssignals. Abbildung 2.11 in Kapitel 2.4.3 zeigt, wie sich unter Belastung<sup>3</sup> mit steigendem Blutdruck die Pulsfrequenz und auch die Signalform des PPGs verändert. Das muss beim Algorithmus zur Erkennung der Pulsfrequenz beachtet werden. Bei Verwendung von Korrelationsmethoden sollte die aktuelle Signalform adaptiv erfasst werden, um die Pulsfrequenz unter Bewegung sicher bestimmen zu können.

## 5.2. Sensorhardware zur Erfassung von zwei PPGs

Während für die Pulsoximetrie ein Gewebeabschnitt mit möglichst homogen verteiltem Blutvolumen wie z.B. im Fingerendglied gefordert [Kraitl08] S.52 wird, ist hier im Gegensatz dazu gewünscht, dass an dickeren Blutgefäßen in der Haut größere Nutzsignalamplituden gemessen werden als im übrigen Gefäßbett. Diese Bedingungen könnten erreicht werden, wenn zwei dicht nebeneinander liegende Sensoren mit hoher Ortsauflösung ein PPG messen. Im Idealfall misst der erste Sensor direkt über einer größeren Arterie ein größeres Pulssignal und der zweite, dicht daneben liegende, ein kleineres Pulssignal. Es wurde angenommen, dass bei hinreichend kleinem Abstand zwischen den Sensoren bei Bewegung gleiche Störsignale an beiden Sensoren entstehen. Diese Annahme wird in Kapitel 7.3 nach Auswertung der Messergebnisse mit realen Bewegungsstörungen weiter diskutiert.

### 5.2.1. Zweikanaliger PPG-Sensor mit Stirnband

Abbildung 5.4 zeigt den in [Weustink15] entwickelten zweikanaligen Pulssensor mit Stirnband. Als Basis wurde eine einfach anzulegende Stirnlampe der Firma LUPINE verwendet (laut Anforderung Nr. 11).

<sup>3</sup>Bewegungsstörungen wurden bei der Messung auf dem Fahrradergometer weitestgehend vermieden.

## 5. Experimentelle Untersuchung eines PPG-Sensors mit Stirnband

Die Stirnlampe wurde entfernt und an deren Stelle der PPG-Sensor eingebaut. Der Batteriehälter der Lampe am Hinterkopf wurde als Anschluss der Messkabel zum Verstärker genutzt.

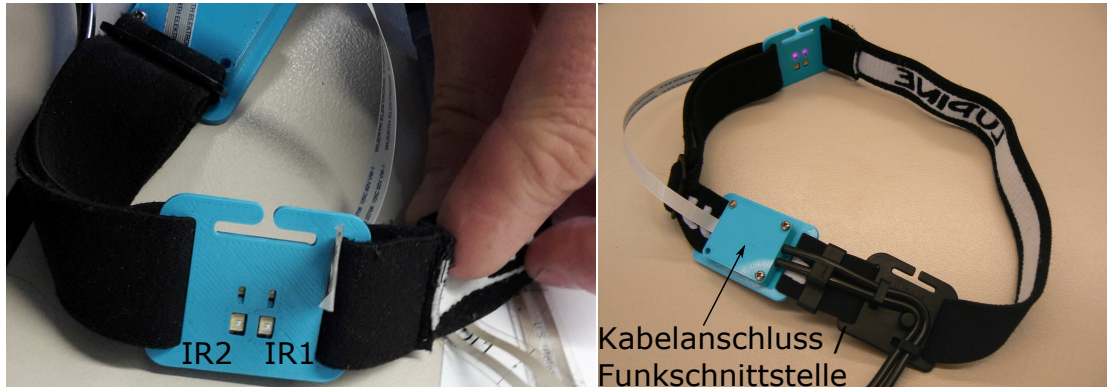


Abbildung 5.4.: Pulssensor mit Stirnband nach [Weustink15].

Später kann dort die Funkschnittstelle untergebracht werden. Das in der Mitte des Kopfes von der Stirn zum Hinterkopf geführte Gummiband der originalen Stirnlampe wurde entfernt. Mit diesem Band traten größere Bewegungsstörsignale auf als ohne. Der Pulssensor wurde während der Entwicklungsphase mit Kabeln an den Messverstärker *g.USBamp* angeschlossen. Die Pinbelegung des flexiblen Flachbandkabels am Sensor war kompatibel zur später verwendeten Funkschnittstelle. Die Schaltung entspricht der in Abbildung B.19 im Anhang B.7 ergänzt mit der LED-Stromquelle aus Abbildung B.13 im Anhang B.5.

Tabelle 5.1.: Eigenschaften des Sensoraufsatzes PS2H3 an der Stirn

Eigenschaften PS2H3	Kanal IR <sub>1</sub>	Kanal IR <sub>2</sub>
<b>LED-Strom</b>	10...15 mA	
<b>Abstand Mitte der Sensoren, siehe Abb. 5.9</b>	6 mm	
<b>Abstand LED-Photodiode, siehe Abb. 5.9</b>	7 mm	
<b>AC/DC-Verhältnis</b> = $\frac{\text{Effektivwert Wechselanteil}}{\text{Gleichanteil}}$	1,2%	1,1%
<b>Signal-Rauschverhältnis SNR</b>	48,8 dB	48,3 dB
<b>Kanalübersprechen</b>		
Eigenlicht, Nutzanteil	77%	81%
Fremdlicht, Übersprechen	23%	19%
<b>Halbwertsbreite, Ortsauflösung</b>	4,5 mm	4,5 mm

In [Gansauge15] erfolgte die Entwicklung der Funkschnittstelle. Zeitgleich wurde in [Weustink15] der PPG-Sensor in Abbildung 5.13 entwickelt und charakterisiert. Das flexible und sehr leichte Flachbandkabel verbindet die Platine des PPG-Sensors mit der Platine der Funkschnittstelle und vermeidet Kabelartefakte, die durch Bewegung des Kabels am Sensor entstehen könnten. Tabelle 5.1 zeigt die in den Untersuchungen ermittelten Eigenschaften des Sensors mit dem Sensoraufsatz PS2H3 in Abbildung 5.4. Die Funkschnittstelle wurde noch nicht als kompaktes Modul gefertigt und deshalb noch nicht mobil verwendet.

Die Abbildungen 5.5 und 5.6 zeigen das Gehäuse des Pulssensors ohne Platine und eine Ansicht der optimierten Lichtschächte. In [Weustink15] wurde versucht, ein Optimum für eine hohe Ortsauflösung, ein geringes Kanalübersprechen, ein hohes SNR und ein hohes AC/DC-Verhältnis zu finden. Der Druck zwischen Sensor und Haut sollte zwischen  $2\text{ kPa} \leq p \leq 5\text{ kPa}$  eingestellt werden. Gewünscht war auch ein minimaler Stromverbrauch bei möglichst hoher Lichtintensität unterhalb der Aussteuergrenze des Verstärkers im Lichtempfänger. In [Weustink15] wurden verschiedene Aufsätze konstruiert und mit verschiedenen farbigen Kunststoffen hergestellt. Die Eigenschaften wurden messtechnisch untersucht.

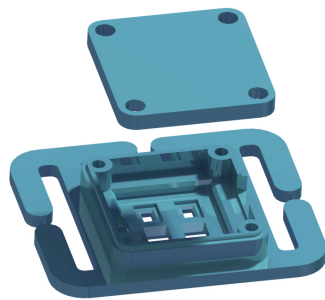


Abbildung 5.5.: Darstellung des Sensoraufsatzes H3 mit Laschen für Stirnband ohne Platine nach [Weustink15].

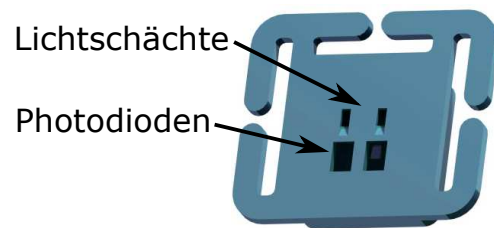


Abbildung 5.6.: Ansicht der Lichtschächte des IR-Sensors ohne Platine.

In den Untersuchungen wurden die besten Messergebnisse erreicht, wenn der PPG-Sensor eine flache Auflagefläche hat. Bei erprobten flexiblen Lösungen mit

## 5. Experimentelle Untersuchung eines PPG-Sensors mit Stirnband

zum Teil erhabenen Bauelementen konnten der Druck und das Übersprechen nicht gut eingestellt werden. Dieser Ansatz wurde verworfen. Ein schmaler Lichtschacht vor den LEDs dient zur Lichtführung und zur Vermeidung von Streuung des Lichtes vor dem Auftreffen auf die Haut. Die Photodioden wurden in eine passende Öffnung eingesetzt. Ein schmaler Lichtschacht vor den Photodioden brachte keinen messbaren Vorteil.

Die Ortsauflösung wurde mit den Lichtschächten vor den LEDs verbessert und das optische Kanalübersprechen zwischen den zwei Sensoren konnte reduziert werden. Mit der flachen und relativ großen Auflagefläche konnte der Einfluss des Druckes und der Einfluss von Umgebungslicht minimiert werden (Anforderung Nr. 4).

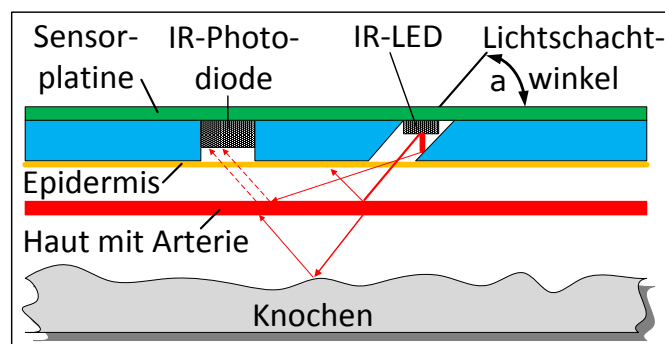


Abbildung 5.7.: Position und Lichtremission der LED im Lichtschacht.

Der Abstand zwischen den Photodioden beträgt **sechs** Millimeter und der Abstand zwischen LED und Photodiode beträgt **sieben** Millimeter (siehe Abb. 5.9). In den Abbildungen 5.7 und 5.8 ist die Position der LEDs skizziert, mit der das Kanalübersprechen minimiert werden konnte. Als mögliche Optimierung könnte das Maximum der Abstrahlcharakteristik der IR-LED VSMB1940 im Winkel  $\alpha$  des Lichtschachtes ausgerichtet werden. So würde ein größerer Anteil des emittierten Lichtes die Haut erreichen, ohne vorher am Gehäuse reflektiert oder absorbiert zu werden. Der LED-Strom könnte entsprechend der geringeren optischen Verluste verkleinert werden und die Ortsauflösung könnte sich noch weiter verbessern. Diese Maßnahme wurde allerdings nicht umgesetzt, weil ein schräges Auflöten von SMD-Bauelementen auf eine Platine keinem definierten Fertigungsprozess entspricht (Anforderung Nr. 8).

Mit den verfügbaren technischen Möglichkeiten war der Bauraum für eine geeignete Optik, einen Lichtwellenleiter oder eine bedrahtete 3mm-LED zu klein (Anforderung Nr. 9). Bei der Bestückung der Sensorplatine wurden die IR-LEDs, wie in Abbildung 5.8, so dicht wie möglich am Rand des Lichtschachtes positioniert.

Die Innenseiten des Lichtschachtes wurden geschwärzt, damit das Streulicht im Schacht absorbiert wird. Das Kanalübersprechen konnte mit dieser Maßnahme deutlich verringert werden. Bei einem vollständig schwarzen Sensorgehäuse waren die Lichtabsorption und der für die Messung notwendige LED-Strom zu groß. Bei gleicher Geometrie und kleinerem LED-Strom wurde mit blauem oder weißem Kunststoff eine wesentlich größere Lichtintensität emittiert. Mit weißem Kunststoff war wegen starker Streuung die Ortsauflösung schlechter als bei blauem Kunststoff, so dass der blaue Kunststoff für den Sensor verwendet wurde.

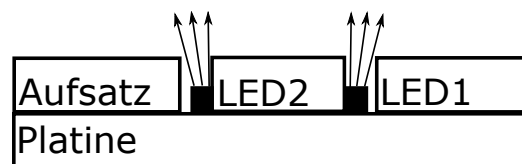


Abbildung 5.8.: Anordnung der LEDs im Lichtschacht mit Abstrahlcharakteristik für geringes Kanalübersprechen.

Die wichtigsten Eigenschaften des Sensors sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Sie zeigt, dass sich die zwei Kanäle des Sensors geringfügig unterscheiden. Der LED-Strom wurde so eingestellt, dass der Messverstärker trotz Gleichanteil, Nutzsignal und maximal zu erwartendem Störsignal nicht übersteuert werden konnte. Das an der Stirn gemessene AC/DC-Verhältnis ist mit etwa 1,2% wesentlich kleiner als das in der Literatur [Webster97] dokumentierte Verhältnis von mehr als 10%.

Das Kanalübersprechen<sup>4</sup> in Tabelle 5.1 wurde wie in Abbildung 5.9 unter realen Einsatzbedingungen des Sensors an der Stirn eines Probanden untersucht.

<sup>4</sup>Eine vergleichbare Messschaltung wurde in [Albert08] bzw. [Bernreuter01] als Ansatz für das Remissions-Pulsoximeter *REOX* genutzt, um die Messgenauigkeit der Remissionspulsoximetrie zu verbessern.

## 5. Experimentelle Untersuchung eines PPG-Sensors mit Stirnband

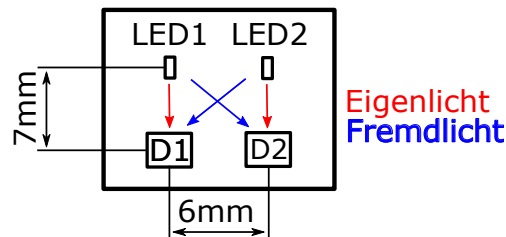


Abbildung 5.9.: Anordnung zur Untersuchung des Kanalübersprechens.

Beim ersten Schaltzustand „00“ in Abbildung 5.10 links waren beide LEDs ausgeschaltet und der Einfluss des Umgebungslichtes konnte als Dunkelwert bestimmt werden. Der Dunkelwert war nach Tiefpassfilterung<sup>5</sup> so gering, dass der Einfluss praktisch vernachlässigbar war.

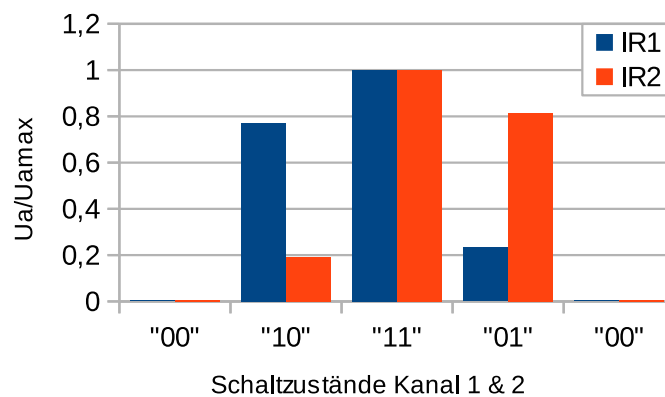


Abbildung 5.10.: Ergebnis zur Untersuchung des Kanalübersprechens.

Danach wurde mit dem Schaltzustand „11“ die maximale Lichtintensität bei zwei eingeschalteten Lichtemittern LED1 und LED2 bestimmt. Dieser Wert wurde beim Schaltzustand „11“ als 1 (100%) aufgetragen. Dann wurde LED2 ausgeschaltet und an den Photodioden D1 und D2 die von der LED1 abgestrahlte Lichtintensität gemessen. Das Ergebnis wurde mit dem Maximalwert skaliert und beim Schaltzustand „10“ aufgetragen. An der Photodiode D1 ist es das erwünschte „Eigenlicht“ und an der Photodiode D2 das unerwünschte „Fremdlicht“ durch Kanalübersprechen. Im nächsten Schritt wurde LED1 deaktiviert und LED2 aktiviert. Das Ergebnis wurde beim Schaltzustand „01“ aufgetragen. Im letzten Schritt wurde noch einmal der „Dunkelwert“ bzw. Umgebungslichtwert bei abgeschalteten LEDs gemessen und beim Schaltzustand „00“ rechts aufgetragen.

<sup>5</sup>Umgebungslicht von Bürolampen bewirkt einen hohen DC-Anteil und störende Frequenzanteile bei  $f = 100$  Hz, wie Abbildung B.15.

Das Übersprechen zwischen den zwei Sensorkanälen an der Stirn beträgt etwa 20%. Das „Eigenlicht“ verursacht etwa 80% des Sensorsignals. Im Idealfall, d.h. ohne ein Übersprechen, sollten 100% Signalstärke durch „Eigenlicht“ erreicht werden. Die Werte für Photodiode D1 und D2 können der Tabelle 5.1 entnommen werden. Die zwei optischen Kanäle sind wegen des Übersprechens nicht vollständig unabhängig voneinander und die zwei Kanäle sind auch nicht exakt baugleich.

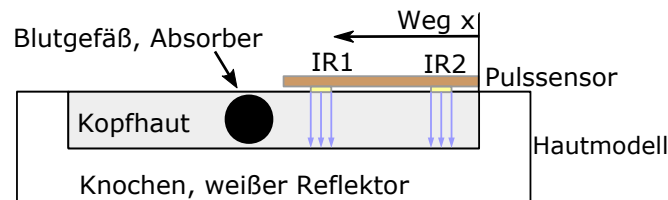


Abbildung 5.11.: Hautmodell zur Untersuchung der Ortsauflösung.

Die Ortsauflösung der zwei Sensoren wurde wie in Abbildung 5.11 mit einem einfachen Hautmodell aus transparentem Silikon und einem schwarzen Drahtstück mit  $D = 1 \text{ mm}$  als Absorber untersucht. Der Sensor wurde in  $x$ -Richtung über das Hautmodell bewegt und die Ausgangsspannungen der Sensoren als Funktion des Weges aufgezeichnet. Als Maß für die Ortsauflösung wurde die Halbwertsbreite in Millimetern gewählt. Anhand der gemessenen Kurven wurde eine Halbwertsbreite von 4,5 mm bestimmt. Die zwei Sensoren haben somit eine hinreichende Ortsauflösung und die Anforderung<sup>6</sup> Nr. 3 an den Sensor wurde erfüllt.

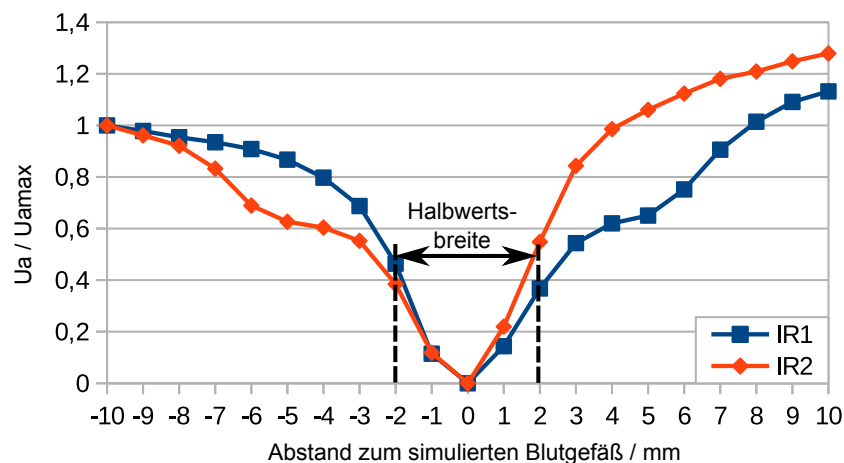


Abbildung 5.12.: Ergebnis zur Untersuchung der Ortsauflösung.

<sup>6</sup>Durch hohe Ortsauflösung sollen größere Arterien im Kapillarbett detektiert werden können.

### 5.2.2. Funkschnittstelle für den PPG-Sensor

Abbildung 5.13 zeigt als Blockschaltbild den Aufbau des mobilen Pulssensors mit Funkschnittstelle nach Anforderung 2. Die Sensorplatine enthält den PPG-Stirnsensor, der in [Weustink15] entwickelt wurde. Das in [Gansauge15] entwickelte Sensormodul enthält die benötigte Messtechnik und den Sender für die Funkschnittstelle mittels Bluetooth. Grundsätzlich wird die Integration der gesamten Elektronik in den PPG-Sensor angestrebt. Ein EKG-Brustgurt oder ein Herzschrittmacher zeigen beispielhaft, dass die Integration mit ausreichenden finanziellen Mitteln kein Problem darstellt. Die aktuell zur Spannungsversorgung verwendete 9V-Batterie ist zu groß und zu schwer für einen voll integrierten Stirnsensor. Es müssen noch Kabel vom Stirnsensor zur 9V-Batterie geführt werden. In der Dissertation wurde auf eine weitere Miniaturisierung und Integration der Elektronik verzichtet. Für erste Untersuchungen wurde der kabelgebundene PPG-Sensor genutzt. Für eine höhere Flexibilität sowie praxisnahe Messbedingungen ist eine Funkschnittstelle notwendig. In der Dissertation werden keine Messergebnisse mit Funkschnittstelle aus [Gansauge15] gezeigt. Die Beschleunigung in drei Achsen und die zwei Pulssignale wurden mit der Frequenz 200 Hz abgetastet. Das EKG wurde mit 400 Hz abgetastet. Die Abtastung der PPG-Signale mit 24 bit ermöglicht im Messbereich  $0\text{ V} \leq u \leq 5\text{ V}$  eine theoretische Auflösung von  $0,3\text{ }\mu\text{V}$ . Der gemessene Effektivwert des Rauschens eines idealen EKGs vom Patientensimulator ES300 der Firma S.P.L. Elektronik lag im Bereich  $1,5\text{ }\mu\text{V}$ .

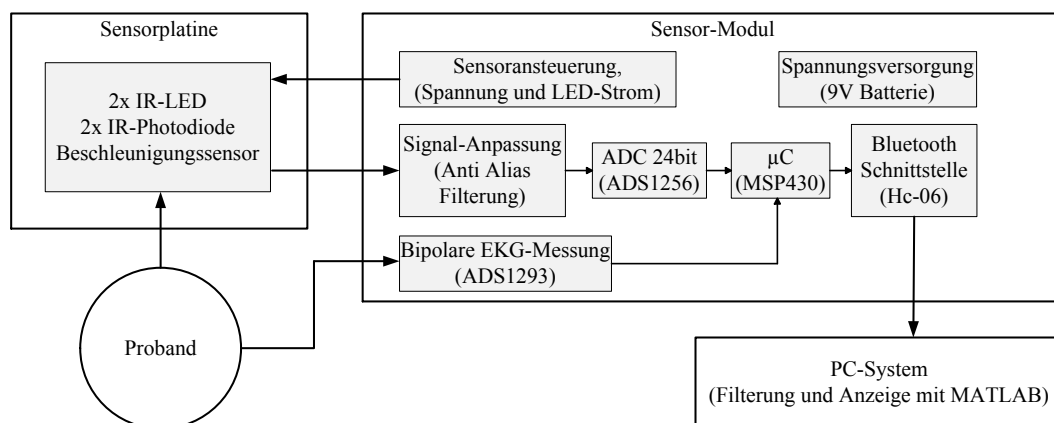


Abbildung 5.13.: Blockschaltbild des Pulssensors mit Funkmodul.



Damit ist Anforderung 1 erreicht und es ist sichergestellt, dass die Messtechnik kein Rauschen verursacht, was bei der Störsignalunterdrückung zu Problemen führt. Die Messwerte werden seriell im Zeitraster von fünf Millisekunden als Datenblock mit der Bluetooth-Funkschnittstelle zum PC übertragen. Die Darstellung und Filterung der Daten erfolgt mit MATLAB auf dem PC. Die empfangenen Rohdaten werden auf der Festplatte abgespeichert.

## 5.3. Ergebnisse der Untersuchung des PPG-Sensors

Die in Kapitel 4.2 formulierten Anforderungen (Nr. 1, 2, 3) bezüglich SNR und hoher Ortsauflösung konnten erfüllt werden. Auch die Forderungen (Nr. 7, 8, 11) nach kleiner Masse, Bauform und Handhabbarkeit wurden umgesetzt. Umgebungslicht wurde gut abgeschirmt (Nr. 4).

Der Einfluss von Feuchtigkeit und Temperaturdriften muss noch untersucht werden. Das erreichte AC/DC-Verhältnis (Nr. 5) in Tabelle 5.1 ist verglichen mit den Literaturangaben in [Webster97] von mehr als 10% vergleichsweise klein. Die hohen Werte in der Literatur wurden eventuell durch starke Erwärmung der Haut und eine resultierend starke Durchblutung oder auch andere Messgrößen (z.B. Spitze-Spitze-Wert anstelle von Effektivwerten) erreicht.

Der Sensor ist leicht und flach, aber nicht flexibel, so dass die individuelle Form der Kopfschwarte und des Schädelknochens an der Stirn den Sitz des Sensors stark beeinflussen (Nr. 9). Ein Kippen kann nicht ausgeschlossen werden. Der Druck an die Haut kann über das dehnbare Stirnband eingestellt werden (Nr. 6), wobei lokale Druckunterschiede unter dem Sensor möglich sind. Eine zusätzliche Druckmessung zur Vermeidung von zu hohem oder zu niedrigem Druck wäre sinnvoll.

Das einfache Anbringen des Sensors am Kopf (Nr. 11) ist möglich. In vielen Fällen musste die Sensorposition nach dem ersten Anlegen noch einmal nachjustiert werden, um besser geeignete Pulssignale zu messen. Die angestrebte Reproduzierbarkeit der Pulssignale nach erneutem Anlegen des Sensors am gleichen Messort wurde noch nicht erreicht (Nr. 12).

## 5. Experimentelle Untersuchung eines PPG-Sensors mit Stirnband

Als Konsequenz müssen die Modellparameter des physikalischen Systems nach jedem Anlegen automatisch neu berechnet werden. Auch nach einer starken Bewegungsphase ist eine automatische Neuberechnung der Modellparameter sinnvoll. Mit einem Photodiodenarray<sup>7</sup> könnte die Suche eines optimalen Pulssignals automatisch erfolgen. Der Stromverbrauch des entwickelten Sensors mit Funkschnittstelle liegt im Bereich von 20 mA bis 100 mA, was für einen mobilen Einsatz noch unbefriedigend ist (Nr. 13). Allein das Bluetooth-Funkmodul hat im aktiven Betrieb einen Stromverbrauch von mehr als 20 mA, was durch den notwendigen kontinuierlichen Datenstrom zum PC verursacht wird.

Ein Beschleunigungssensor konnte leicht integriert werden (Nr. 15). Er liefert zunächst noch zusätzliche Informationen über Ruhe- und Bewegungsphasen, die für Forschungszwecke nützlich sein könnten. Für den praktischen Einsatz wird eine Messung ohne Beschleunigungssensor angestrebt. Für einen Prototypen zur Anwendung in der Forschung sind die erreichten Ergebnisse gut. Eventuell kann die Haftung des Sensors an der Haut durch eine raue Kontaktfläche des Sensors noch verbessert werden. Es darf beim Tragen des PPG-Sensors nicht zu Reizung der Haut kommen. Dann wäre die erwartete bessere Akzeptanz des Stirnband-PPG-Sensors gegenüber dem EKG-Brustgurt nicht erreicht.

Nachdem in diesem Kapitel die Ergebnisse der Entwicklung und Untersuchung zu den Eigenschaften des Stirnband-PPG-Sensors vorgestellt wurden, sollen im folgenden Kapitel die Grundlagen und Informationen zur Störsignalunterdrückung mittels digitaler Signalverarbeitung (DSV) behandelt werden.

---

<sup>7</sup>Firma Silicon Sensor International AG fertigt Matrix APD Detektor Arrays und Linear Arrays mit bis zu 16 Elementen, die geeignet sein könnten. Die Firma HAMAMATSU PHOTONICS K.K., Solid State Division fertigt ein  $4 \times 8$  Photoelement Array S8550-02 mit hoher Empfindlichkeit und einem geringen Kanalübersprechen.

## 6. Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung

In Kapitel 2 wurden drei Methoden zur Pulsfrequenzmessung vorgestellt und in Kapitel 3 deren Eignung für eine Pulsmessung bei Bewegung untersucht. Danach wurden in Kapitel 4 die Vor- und Nachteile der Stirn als Messort diskutiert. Die Photoplethysmographie mit Lichtremission an der Stirn wird als vielversprechende Sensorkonfiguration betrachtet.

Im nächsten Kapitel 6.2 wird ein einfaches Signalkoppelmodell vorgestellt, das ausgehend von einer Quelle die Entstehung von verschiedenen Pulssignalen erklärt. In Kapitel 6.3 wird ein einfacher Ansatz zur Störsignalunterdrückung mit einem nicht adaptiven Filter zur Störsignalunterdrückung gezeigt. Im folgenden Kapitel 6.6 werden die wichtigsten Grundlagen von adaptiven Filtern behandelt und in Kapitel 6.7 wird ein adaptives Filter zur Störsignalunterdrückung entwickelt. Danach wird in Kapitel 6.8 eine **zweistufige adaptive Filterstruktur als neuer Ansatz zur Störsignalunterdrückung** vorgestellt. Die erste Stufe dient zur Schätzung eines störungskorrelierten Referenzsignals und die zweite Stufe unterdrückt anhand des berechneten Referenzsignals das Störsignal.

Beim Erfassen eines Photoplethysmogramms können eine Vielzahl von Störungen auftreten (siehe Kapitel 2.4.7). Die durch aktive oder passive Bewegung des Probanden erzeugten Störsignale sind ein großes Problem. Der zeitliche Verlauf der durch aktive Bewegung erzeugten Störsignale kann wie beim Springen nicht periodisch oder wie beim Laufen in längeren Phasen näherungsweise periodisch sein. Bei einer passiven Bewegung wie z.B. beim Transport im Krankenwagen werden zufällige, nicht periodische Störsignale das PPG verfälschen.

## 6. Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung

Das Störsignal kann die gleichen Frequenzanteile enthalten wie das Nutzsignal. Wenn sich, wie in diesem Fall, die Frequenzspekten von Nutz- und Störsignal überlagern, kann das Störsignal nicht mit konventioneller Filterung entfernt werden. Es muss eine zusätzliche Information über die Störung bekannt sein, um eine intelligente Störsignalunterdrückung anwenden zu können. Damit besteht die Möglichkeit, das Nutz- und Störsignal wieder zu trennen.

### 6.1. Vorbemerkungen zur Störsignalunterdrückung mittels DSV

Die **Störsignalunterdrückung** ist ein sehr wichtiges Thema in der Messtechnik und es beschäftigen sich zahlreiche Ingenieure und Wissenschaftler mit dieser Thematik. Besonders wichtig ist die Störsignalunterdrückung in der medizinischen Messtechnik. Unter den Stichwörtern „*Motion Robust PPG*“, „*Robust SpO<sub>2</sub>*“ oder auch „*Robust Oximetry*“ sind zahlreiche wissenschaftliche Veröffentlichungen zu finden, die sich mit der Störsignalunterdrückung bei der Messung von Pulssignalen oder der Sauerstoffsättigung beschäftigen. In Tabelle 6.1 wurde nach [Tamura14] eine Auswahl aus vielen Möglichkeiten zur Störsignalunterdrückung zusammengefasst.

Tabelle 6.1.: Auswahl von Signalverarbeitungsmethoden zur Störsignalunterdrückung

- Gleitender Mittelwertfilter (Moving Average Filter)
- DFT-basierte Störsignalunterdrückung im Frequenzbereich
- Adaptive Filter
- Adaptiver LMS Algorithmus (Least Mean Square)
- Kalman Filter
- Zeit-Frequenz Methoden und Wavelet Transformation
- Modified multi scale principal component analysis (MMSPCA)
- Principle Component Analysis (PCA)
- Independent Component Analysis (ICA)
- Widrow's Adaptive Noise Cancellation (ANC)
- Laguerre Expansion
- Model-Based Algorithm
- Passive Motion Cancellation

Die z-Transformation kann zur analytischen Lösung von Differenzengleichungen mit konstanten Koeffizienten eingesetzt werden. Sie darf auf beliebige diskrete Signale angewendet werden. Die meisten Berechnungen<sup>1</sup> in diesem Kapitel erfolgten im **Bildbereich der z-Transformation**, wobei das Argument von  $X(z)$  für eine bessere Übersichtlichkeit in Formeln und Abbildungen nicht angegeben wird. In diesen Fällen soll gelten:  $\mathbf{X(z) := X}$  und bei Verzögerung von Signalen gilt die Transformationsvorschrift:

$$z^{-N} \cdot X(z) \circ \bullet x[n - N]$$

**Filter** im engeren Sinne werden in [Kress89] als Baugruppen definiert, die eine Selektionsaufgabe für Signale erfüllen. Heute werden bei der Signalselektion der Zeit- und der Frequenzbereich gleichzeitig berücksichtigt. Zur Realisierung, der oftmals theoretisch vorgegebenen Filter-Algorithmen, werden alle Möglichkeiten der Mikroelektronik genutzt. Es werden aktive Elemente eingesetzt, die sowohl kontinuierlich als auch diskontinuierlich in der Zeit und in der Amplitude arbeiten. Im weiteren Sinne werden heute fast alle Baugruppen zur linearen Signalverarbeitung Filter genannt. In [Moschytz2000], [Unbehauen83], [Ljung99] und [Proakis07] werden die Grundlagen zu Systemen und Transformationen umfangreich beschrieben.

**Systeme** werden allgemein nach ihren Eigenschaften klassifiziert. Eine wichtige Klasse von Systemen sind die LTI-Systeme. Sie sind linear und zeitinvariant. Bei der praktischen Anwendung muss weiterhin die Kausalität und Stabilität untersucht werden. Die Maßzahlen der physikalischen Signale sind reell.

Man unterteilt Systeme auch in gedächtnislose oder dynamische Systeme. Definitionen der einzelnen Begriffe sind u.A. in [Unbehauen83] S. 17 ff. zu finden. Wenn einzelne Voraussetzungen nicht erfüllt sind, kommt es bei der Anwendung von Signal- oder Systemoperationen zu Einschränkungen.

In der Signalverarbeitung können am Eingang und Ausgang eines adaptiven Systems zeitdiskrete oder zeitkontinuierliche Signale anliegen. Viele adaptive Filter und Adaptionalgorithmen verarbeiten heutzutage zeitdiskrete Signale.

---

<sup>1</sup>Ausnahme sind Betrachtungen zu zeitdiskreten stochastischen Signalen z.B. in Kapitel 6.6 und 6.7

## 6. Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung

Deshalb werden im folgenden Kapitel **nur zeitdiskrete Signale** mit der Notation:

$$x[n] = x(t) \big|_{t=n \cdot T} \quad (6.1)$$

mit  $T$  als Abtastintervall und  $n$  bzw.  $nT$  als diskrete Zeit behandelt.

Die zeitdiskreten Signale und Systeme können z-transformiert und die interessierenden Eigenschaften im Bildbereich berechnet werden. Die Grundlagen und Anwendungsbeispiele zur z-Transformation sind z.B. in [Bening95], in [Kronmüller91], in [Unbehauen83] S. 268 ff. und auch in [Oppenheim89] nachzulesen. Die mit AD-Wandlern erfassten Messgrößen, sind zeit- und wertdiskrete Signale. Weiterhin ist von Bedeutung, dass für die praktische Umsetzung von in Echtzeit arbeitenden Strukturen das **Kausalitätsprinzip**<sup>2</sup> Gültigkeit haben muss. Eine wichtige Voraussetzung für die Betrachtung von Systemen im z-Bereich ist laut [Unbehauen83] S.344, dass ein diskontinuierliches, lineares, zeitinvariantes System (LTI-System) gegeben ist.

In [Kästle99] wird ein **Fuzzi-Nadel-Algorithmus** (FNA) vorgestellt, der unter schwierigen Messbedingungen eine zuverlässige  $SpO_2$ -Messung ermöglicht. Als Ergebnis der Literaturrecherche wird auf Seite 13 als aktueller Stand der Technik die Firma Masimo mit einem adaptiven Filter vorgestellt, das auf dem Prinzip der Echokompensation (vergleiche [Moschytz2000] S.25 ff.) basiert und Störsignale unterdrückt. Es wird vorgeschlagen, das unbekannte störungskorrelierte Referenzsignal aus zwei optischen Kanälen (rot und infrarot) zu schätzen. In [Hayes01] wird z.B. eine Methode mit inversem physikalischen Artefaktmodell zur Störsignalunterdrückung bei der Pulsoximetrie vorgestellt. In [Tränkler07] wurde die Principle Component Analysis zur Datenreduktion bei der Impedanzmessung verwendet.

An der HTWK Leipzig wurden in [Rothe06] mit einem **Adaptiven Wiener-Filter**<sup>3</sup> gute Ergebnisse in der Störsignalunterdrückung erzielt. In [Rothe06] wurden störende EKG-Signale erfolgreich aus EEG-Messdaten entfernt.

---

<sup>2</sup>Nach [Bening95] werden Wertefolgen  $f[n]$  als kausale Folgen bezeichnet, wenn sie nur für nicht negative  $n$  von Null verschiedene Werte aufweisen. Sie werden auch rechtsseitige Folgen oder Schaltfunktionen genannt. Für die Praxis ist zu beachten, dass bei technischen Schaltvorgängen der Betrachtungszeitraum meist ab  $n=0$  beginnt. Hier sind die einseitige z-Transformation und kausale Systeme sowie kausale Folgen vorteilhaft.

<sup>3</sup>Synonyme sind Optimalfilter Theorie oder LMS Algorithmus

Auch in [Vollmer04] wurden mit einem adaptiven Filter erfolgreich Bewegungsartefakte aus einem Photoplethysmogramm (PPG) entfernt. Hier diente ein Beschleunigungssensor zur Messung des mit der Störung korrelierten Referenzsignals. In [Lee08] wurde ein ähnliches, an der Hand tragbares Pulsoximeter mit integriertem Beschleunigungssensor zur simultanen Erfassung eines PPGs und der Bewegungsaktivität vorgestellt.

Bei der Pulsmessung ist davon auszugehen, dass sich die Bedingungen bei der Ankopplung des Pulssensors an die Haut während der Messung verändern. Zum Beispiel können Schweiß oder ein Verrutschen am Messort auftreten. Variable physiologische Bedingungen sollen die Messung mit dem PPG-Sensor nicht negativ beeinflussen. Sobald sich die Messbedingungen verändern, wird ein adaptives Filter zur Unterdrückung von Störsignalen benötigt, das die Filterparameter an die unterschiedlichen Bedingungen anpasst. Die Entscheidung für ein **adaptives Filter** zur Störsignalunterdrückung wurde aufgrund der Rechercheergebnisse und der erfolgreichen Vorarbeiten getroffen. Ein adaptiver Algorithmus ist für die mobile Pulsfrequenzmessung vielversprechend, um die auftretenden Störsignale bei wahrscheinlich veränderlichen Messbedingungen erfolgreich zu unterdrücken. Wenn die Bedingungen während einer Messung konstant bleiben, genügt ein nicht adaptives Filter zur Störsignalunterdrückung.

In Kapitel 6.3 wird ein nicht adaptives Filter vorgestellt und in Kapitel 6.6 wird näher auf das adaptive Filter eingegangen.

In Kapitel 6.8 wird als **Weiterentwicklung der erfolgreichen Vorarbeiten** ein Referenzstörsignal anhand der Signale eines zweikanaligen PPG-Sensors geschätzt. Auf einen zusätzlichen Referenzsensor zur Erfassung der Störung soll im Idealfall ganz verzichtet werden. In dieser Dissertation stellte die Optimierung und Charakterisierung eines mehrkanaligen PPG-Sensors, der die Modellvoraussetzungen in Kapitel 4.2 bestmöglich erfüllt, einen großen Arbeitsumfang dar. Bucy R.S. und Kalman R.E. gelang laut [Unbehauen83] S.347 eine entscheidende Weiterentwicklung der Optimalfilter-Theorie<sup>4</sup>. Mit dieser Weiterentwicklung lassen sich auch instationäre Prozesse und endliche Beobachtungszeiträume für stochastische Prozesse mit den vorgestellten Algorithmen verarbeiten.

---

<sup>4</sup>In diese Theorie ist auch das adaptive Wiener-Filter einzuordnen.

## 6.2. Signalkoppelmodell für zwei PPG-Sensoren

In diesem Kapitel wird ein Signalkoppelmodell vorgestellt. Das Modell beschreibt, wie von der gleichen Pulssignalquelle ausgehend mit zwei baugleichen Pulssensoren und bei gleicher Ankopplung der Sensoren an den Körper unterschiedliche Pulssignale gemessen werden können. In dieser Arbeit wurden mit einem Remissions-Photoplethysmographen wie im Anhang B.7 an der Schläfe und an der Stirn in Ruhe Pulssignale mit einem SNR > 34 dB gemessen. Das Signalkoppelmodell für die Entstehung von zwei Nutzsensoren mit unterschiedlich großer Amplitude  $S_1(z) \neq S_2(z)$  wird in Abbildung 6.1 gezeigt. Es können physiologisch bedingt auch Formunterschiede zwischen den zwei Pulssignalen auftreten. Auch diese können mit den Übertragungsfunktionen beschrieben werden, wenn eine Filterlänge größer als eins gewählt wird.

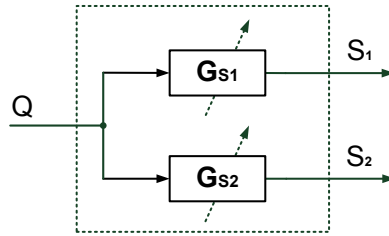


Abbildung 6.1.: Signalkoppelmodell mit zwei Übertragungsfunktionen zwischen Pulssignalquelle  $Q(z)$  und von zwei PPG-Sensoren gemessenen Pulsnutzsignalen  $S_1(z)$  und  $S_2(z)$ .

Das Signalkoppelmodell wird mit den Formeln 6.2 und 6.3 berechnet. Die zwei Signale werden von der gleichen Signalquelle<sup>5</sup>  $Q$  erzeugt und mit zwei verschiedenen physiologisch bedingten Übertragungsfunktionen  $G_{S1}(z)$  und  $G_{S2}(z)$  verändert.

$$S_1 = G_{S1} \cdot Q \quad (6.2)$$

$$S_2 = G_{S2} \cdot Q \quad (6.3)$$

wird

$$S_2 = G_{S2} \cdot G_{S1}^{-1} \cdot S_1 = G_S \cdot S_1 \quad (6.4)$$

Das gleiche Signalkoppelmodell soll mit den Übertragungsfunktionen  $G_{V1}(z)$  und  $G_{V2}(z)$  für die Entstehung von zwei Störsignalen  $V_1(z)$  und  $V_2(z)$  aus einer Störsignalquelle  $V_0(z)$  verwendet werden.

<sup>5</sup>Kontraktion des Herzens mit einer resultierenden Pulswelle in den Arterien.



## 6.2. Signalkoppelmodell für zwei PPG-Sensoren

In der Praxis können mehrere unterschiedliche Störsignalquellen vorhanden sein und bei der Messung wirken. Zwischen zwei Störsignalen, die von der gleichen Störquelle verursacht wurden, lässt sich eine Übertragungsfunktion  $G_V(z)$  berechnen. Bei mehreren Störquellen können Koppelmatrizen definiert werden. Abbildung 6.2 zeigt ein Modell, dass eine mögliche Kopplung von Nutz- und Störsignalen mit dem Ansatz der additiven Überlagerung von Nutz- und Störsignal beschreibt.

$$V_1 = G_{V1} \cdot V_0 \quad (6.5)$$

$$V_2 = G_{V2} \cdot V_0 \quad (6.6)$$

wird

$$V_2 = G_{V2} \cdot G_{V1}^{-1} \cdot V_1 = G_V \cdot V_1 \quad (6.7)$$

### 6.3. Nicht adaptives Filter zur Störsignalunterdrückung

In Abbildung 6.2 wird eine Struktur vorgestellt, welche die Kopplung von Nutz- und Störsignalen mittels Übertragungsfunktionen enthält.

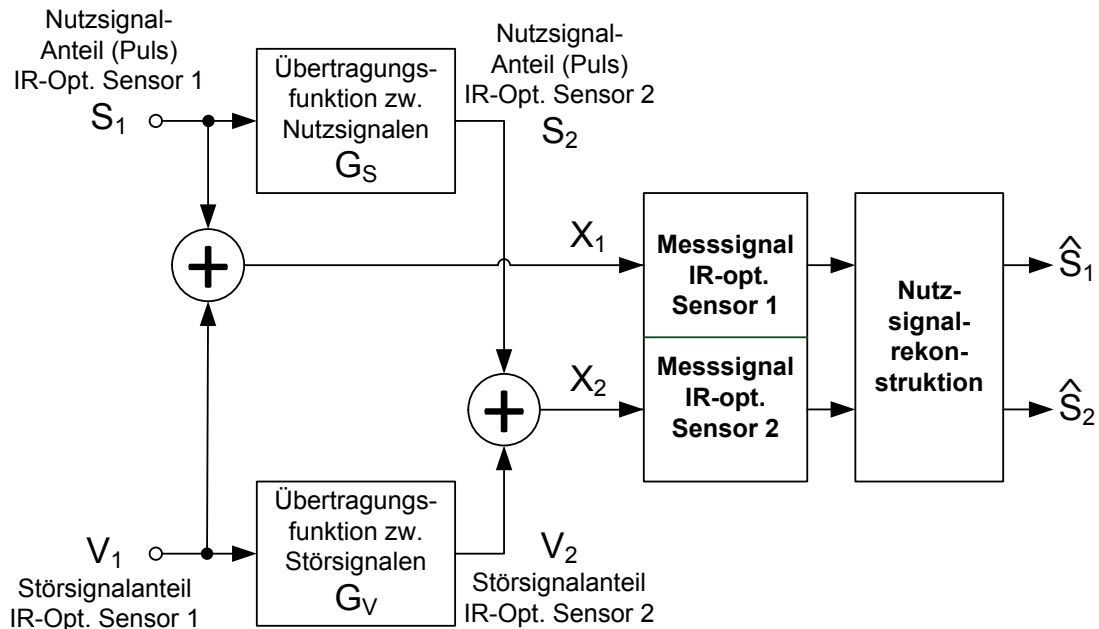


Abbildung 6.2.: Signalkoppelmodell (links) mit zwei PPG-Sensoren und einfache Struktur zur Störsignalunterdrückung (rechts) mittels zwei konstanter Übertragungsfunktionen.

- $S_1(z)$  - Ungestörtes Nutzsignal des 1. Pulssensors
- $S_2(z)$  - Ungestörtes Nutzsignal des 2. Pulssensors
- $\hat{S}_1(z)$  - Schätzung des Nutzsignals des 1. Pulssensors
- $\hat{S}_2(z)$  - Schätzung des Nutzsignals des 2. Pulssensors
- $V_1(z)$  - Störsignal des ersten Pulssensors
- $V_2(z)$  - Störsignal des zweiten Pulssensors
- $X_1(z)$  - Gestörtes Messsignal des 1. Pulssensors
- $X_2(z)$  - Gestörtes Messsignal des 2. Pulssensors
- $G_S(z)$  - Koppelmodell der Nutzsignale (FIR- oder IIR-Struktur)
- $G_V(z)$  - Koppelmodell der Störsignale (FIR- oder IIR-Struktur)

### 6.3. Nicht adaptives Filter zur Störsignalunterdrückung

Die Filterkoeffizienten der Übertragungsfunktionen sind nicht adaptiv. Dieser Ansatz ist nur unter der Voraussetzung zeitlich konstanter Messbedingungen, d.h. eines zeitinvarianten Systems anwendbar. Zur Berechnung des ungestörten PPG-Nutzsignalanteils  $S_1(z)$  lässt sich Formel 6.14 unter den folgenden drei Annahmen herleiten:

- 1.) Nutzsinal  $S(z)$  und Störsinal  $V(z)$  sind additiv überlagert.
- 2.) Es existiert je eine Übertragungsfunktion  $G_S(z)$  zwischen den zwei Nutzsinalen und  $G_V(z)$  zwischen den zwei Störsignalen.
- 3.)  $G_S(z)$  und  $G_V(z)$  sind LTI-Systeme.
- 4.) Es gelte  $G_S(z) \neq G_V(z)$ .

$$X_1 = S_1 + V_1 \quad \text{mit } S_2 = G_S \cdot S_1 \quad (6.8)$$
$$\text{und } V_2 = G_V \cdot V_1$$

wird

$$X_2 = G_S \cdot S_1 + G_V \cdot V_1 \quad (6.9)$$

oder

$$X_1 = G_S^{-1} \cdot S_2 + G_V^{-1} \cdot V_2 \quad (6.10)$$

und aus

$$X_1 = S_1 + V_1 \quad \text{wird } V_1 = X_1 - S_1 \quad (6.11)$$

Formel 6.11 in Formel 6.9 eingesetzt, ergibt:

$$X_2 = G_S \cdot S_1 + G_V \cdot (X_1 - S_1) \quad (6.12)$$

nach Umformung folgt

$$X_2 - G_V \cdot X_1 = (G_S - G_V) \cdot S_1 \quad (6.13)$$

Aus Formel 6.14 lässt sich eine weitere Voraussetzung ableiten. Die Übertragungsfunktionen  $G_S(z)$  und  $G_V(z)$  dürfen nicht gleich sein, da in diesem Fall der Term  $G_S(z) - G_V(z)$  zu Null wird und somit beide Gleichungen 6.8 und 6.9 linear abhängig sind. Bei Gültigkeit aller vier obigen Annahmen lassen sich mit Formel 6.14 und 6.15 die Pulssignale  $S_1(z)$  und  $S_2(z)$  rekonstruieren. Es ist sinnvoll, das Pulssignal zu verwenden, das in einer Ruhephase die größere Nutzsinalamplitude also das bessere SNR hat.

## 6. Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung

$$S_1 = \frac{X_2 - G_V \cdot X_1}{G_S - G_V} \quad (6.14)$$

oder für  $S_2$

$$S_2 = \frac{X_1 - G_V^{-1} \cdot X_2}{G_S^{-1} - G_V^{-1}} \quad (6.15)$$

Zur Bestimmung von  $G_S(z)$  muss das Ruhe-PPG der zwei Pulssensoren ohne Störungen gemessen werden. Die Bedingung ist  $V_1(z) = V_2(z) = 0$ . Die Übertragungsfunktion  $G_S(z)$  lässt sich nach Formel 6.16 und praktisch z.B. mit einem adaptiven Filter (siehe auch Anhang 7) oder mit Hilfe der Steiglitz-McBride Iteration [Steiglitz65] bestimmen. Die MATLAB-Funktion *stmcb.m* steht für die Steiglitz-McBride Iteration zur Verfügung. Alternativ kann mit einem adaptiven Filter eine FIR-Struktur mit bestimmter Filterordnung approximiert werden, was Stabilität und bei Symmetrie der Filterkoeffizienten einen linearen Phasengang garantiert. Je größer der Formunterschied ist, desto höher muss die Filterordnung des FIR-Filters gewählt werden. Im einfachsten Fall ist  $G_S(z)$  nur ein konstanter Faktor. Mit der Annahme  $V_1(z) = V_2(z) = 0$  gilt:

$$X_1 = S_1 \text{ und } X_2 = G_S \cdot S_1$$

und es folgt:

$$G_S = \left. \frac{X_2}{X_1} \right|_{V_1=V_2=0} \quad (6.16)$$

Zur Bestimmung von  $G_V(z)$  könnte im einfachsten Fall das Nutzsignal ausgeschaltet werden. Der Blutfluss wäre dann unterbrochen und die Störsignale  $V_1(z)$  und  $V_2(z)$  könnten direkt gemessen werden. Die Übertragungsfunktion  $G_V(z)$  kann nach Formel 6.17 und praktisch wie in Kapitel 6.7.5 mit einem adaptiven Filter bestimmt werden. Dieses Verfahren ist z.B. am Arm oder am Bein möglich.

Die Bedingung  $X(z) = V(z)$  und  $S(z) = 0$  ist näherungsweise auch erfüllt, wenn  $V(z) \gg S(z)$ , d.h. die Störsignalamplitude wesentlich größer als die des Nutzsignals ist. In diesem Fall könnte das Nutzsignal vernachlässigt und die Übertragungsfunktion  $G_V(z)$  nach Formel 6.17 berechnet werden.

### 6.3. Nicht adaptives Filter zur Störsignalunterdrückung

Unter der Annahme  $S_1(z) = S_2(z) \rightarrow 0$  gilt:

$$X_1 = V_1 \text{ und } X_2 = G_V \cdot V_1$$

und es folgt:

$$G_V = \left. \frac{X_2}{X_1} \right|_{S_1=S_2=0} \quad (6.17)$$

In Kapitel 6.7.5 werden weitere Möglichkeiten zur Bestimmung von  $G_V(z)$  diskutiert, bei denen das Nutzsignal ungleich Null ist.

In [Weber12] wurden PPG-Messungen an der Stirn bei Bewegung auf einem Laufband durchgeführt. Bei der Störsignalunterdrückung mit den gemessenen Daten wurden mit der nicht adaptiven Störsignalunterdrückung nach Formel 6.14 positive Ergebnisse wie in Abbildung 6.3 erzielt.

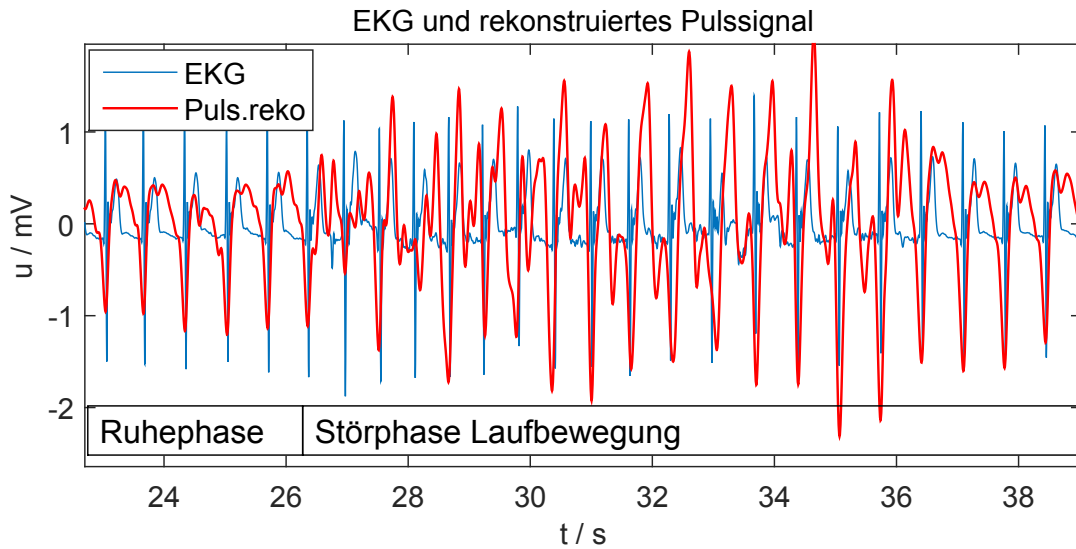


Abbildung 6.3.: Pulssignalrekonstruktion nach [Weber12] mit nicht adaptivem Filter. Parameter  $G_s=1$  und  $G_v=1,5$ .

Die negativen Spitzen des rekonstruierten Nutzsignals in Abbildung 6.3 decken sich in der Ruhe- und Störphase mit den QRS-Komplexen des EKGs und sind somit zur Bestimmung der Pulsfrequenz geeignet. Die Laufzeit der Puls- welle wurde aus der Darstellung eliminiert. Die Form des PPG-Nutzsignals konnte mit dem zeitinvarianten Filter nicht rekonstruiert werden.

Der große Nachteil dieser Methode ist, dass nach einer Veränderung der Mess- bedingungen die Übertragungsfunktionen nicht adaptiv nachgeführt werden.

## 6. Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung

Es kann nicht auf variable physiologische Bedingungen z.B. bei unterschiedlichen Probanden oder Belastungen reagiert werden. Aus diesem Grunde wurde für die Störsignalunterdrückung ein adaptiver Algorithmus gesucht und auf das spezielle Problem zugeschnitten.

### 6.4. Annahmen zur Anwendung des Signalkoppelmodells

Für die praktische Anwendung des Signalkoppelmodells in Kapitel 6.2 und für ein adaptives Filter zur Störsignalunterdrückung wie in Kapitel 6.7 sollen die folgenden Voraussetzungen gegeben sein.

1. Bewegungsstörungen sind dem Nutzsignal nur additiv überlagert.
2. Es treten neben Nutzsignal und Bewegungsstörungen keine weiteren Signale wie z.B. Rauschen auf. Das bedeutet, das SNR soll in Ruhe möglichst hoch sein.
3. Linearität ist bei der Störsignaleinkopplung gegeben.
4. Während der Störphase bleibt die Übertragungsfunktion  $G_S(z)$  zwischen den Nutzsignalen konstant.
5. Es muss  $G_S(z) \neq G_V(z)$  gelten.

Die folgenden Punkte sind zusätzliche Annahmen und Idealisierungen für die praktische Anwendung des Signalkoppelmodells bei der Pulsmessung an der Stirn.

1. Homogen durchblutetes Gewebe an der Stirn, das einige größere Arterien als Inhomogenitäten enthält, die als lokale Quellen für messbar größere Pulssignalamplituden wirken. Das bedeutet ein  $G_S(z) \neq 1$  ist möglich.
2. Bewegungsstörungen wirken auf zwei gleiche PPG-Sensoren an der Stirn möglichst identisch, d.h.  $G_V(z) = 1$ . Falls nicht, sollen die Störsignale formgleich und nicht phasenverschoben sein, d.h. sie unterscheiden sich nur in der Amplitude, d.h. um einen Faktor.

## 6.5. Überprüfung von Linearität und Additivität

Linearität des betrachteten Systems ist eine wichtige Voraussetzung für die Anwendung der z-Transformation sowie der entsprechenden Systemtheorie. Sie ist gegeben, wenn

**Homogenität**  $f(a \cdot u) = a \cdot f(u)$  und

**Additivität**  $f(u + v) = f(u) + f(v)$

für die Signale gilt. Linearität ist schon gegeben, wenn sich nach Vergrößerung des Eingangssignals um einen Faktor  $k$  auch das Ausgangssignal um den Faktor  $k$  vergrößert. Dies muss unabhängig für verschiedene Eingangs- und Ausgangssignale des Systems gelten. Dieses Verhalten kann bei einer definierten Störsignaleinkopplung, z.B. mit einem Schwingungserreger und dem erzeugten Störsignal am Sensorausgang überprüft werden.

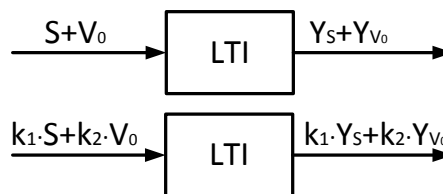


Abbildung 6.4.: Modell zur Überprüfung der Linearität.

In Kapitel 7.2.4 im Anhang wird ein Versuch beschrieben, bei dem die Linearität mit Hilfe von praktisch erzeugten sinusförmigen Störsignalen untersucht wurde. Der Druck des Sensors auf die Haut wurde so eingestellt, dass er gerade fest war aber noch Bewegungsstörungen mit dem Schwingungserreger erzeugt werden konnten. Der Druck betrug etwa 4 kPa. Das Ergebnis der Untersuchung zeigte, dass die Störsignalamplituden proportional zur Beschleunigung des Kopfes anstiegen. Das Nutzsignal hatte sich während der Messung trotz Vergrößerung des Störsignals nicht verändert. Damit war bei der Puls-messung an der Stirn in diesem Versuch die Linearität und auch die Additivität von Nutz- und Störsignal gegeben.

## 6.6. Grundlagen zu adaptiven Filtern

Die Grundlagen zu adaptiven Systemen und Filtern werden in [Wendemuth05], [Rothe06], [Ljung99], [Unbehauen83] und sehr umfangreich in [Moschytz2000], [Haykin14], [Unbehauen90] beschrieben. Die wichtigsten Definitionen und folgenden Formeln wurden hauptsächlich aus [Unbehauen90] ab S.530 entnommen und nach [Laukner14] zusammengefasst. Wegen der möglichen zeitlichen Veränderung von adaptiven Systemen ist die Darstellung der Signale z.B.  $s[n]$  im diskreten Zeitbereich üblich und wird ab hier neben der Darstellung im z-Bildbereich genutzt. Auch bei Übertragungsfunktionen wird die Zeitvarianz mit z.B.  $G(z,n)$  und FIR-Filterkoeffizienten werden z.B.  $w_i[n] = \underline{w}[n]$  mit  $i = 1 \dots N$  geschrieben. Zufallssignale werden mit Großbuchstaben (z.B.  $V[n]$ ) und deterministische Signale mit Kleinbuchstaben (z.B.  $s[n]$ ) notiert. Für Mischsignale aus beiden Klassen werden auch Großbuchstaben verwendet. Für die Filterordnung wird der Buchstabe M oder N und für die Filterlänge z.B.  $M + 1$  verwendet.

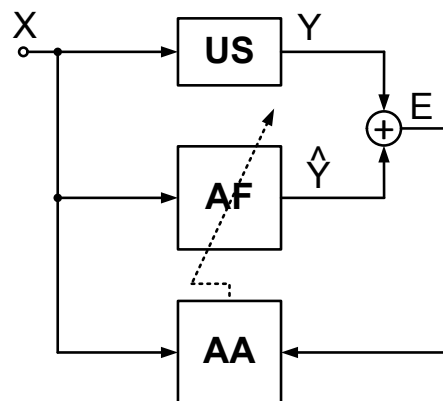


Abbildung 6.5.: Modell zur Systemnachbildung durch adaptives System.

**Adaptive Systeme** besitzen die Fähigkeit, den Systemausgang ständig an die Anforderungen der Umgebung anzupassen. Eine Anwendungsmöglichkeit eines adaptiven Systems, wie in Abbildung 6.5, ist die Identifikation des Zusammenhangs zwischen dem Eingangssignal  $X[n]$  eines unbekannten Systems (**US**) und dem Ausgangssignal  $Y[n]$ . Das Ausgangssignal  $\hat{Y}[n]$  des adaptiven Filters (**AF**) ist eine Schätzung des Ausgangssignals  $Y[n]$  des unbekannten Systems. Zur optimalen Systemnachbildung muss der Schätzfehler  $E[n]$  durch Anpassung der Filterkoeffizienten des adaptiven Filters (**AF**) minimiert werden.



Das wird mit Hilfe des adaptiven Algorithmus (**AA**) erreicht, der die Erfüllung eines bestimmten Kriteriums überwacht. Dieser Anpassungsprozess adaptiver Systeme wird auch Lernprozess genannt. Man unterscheidet die Lernprozesse in **überwachtes Lernen**, d.h.  $Y[n]$  ist bekannt und **nicht überwachtes Lernen**, bei dem  $Y[n]$  unbekannt ist.

Durch **Filterung** sollen z.B. störende Signalanteile aus einem Messsignal entfernt werden, so dass der gewünschte Nutzsignalanteil zur Verfügung steht. Für ein zeitinvariantes Filter können die Filterkoeffizienten anhand einer Soll-Übertragungsfunktion festgelegt werden. Während der Filterung bleiben diese Koeffizienten konstant. Zeitvariante (adaptive) Filter hingegen sind zur Lösung von Schätzproblemen geeignet. Die Filterkoeffizienten sind variabel und werden adaptiv an eine Veränderung der Systemparameter angepasst.

In [Moschytz2000] S. 8 ff. werden vier verschiedene Anwendungsklassen der adaptiven Filterung vorgestellt:

1. **Systemidentifikation:** Ein unbekanntes kausales System soll durch ein adaptives Filter als lineares Modell approximiert werden ([Unbehauen90] S.554). Das Filter und das unbekannte System haben dabei dasselbe Eingangssignal. (Anwendungsbeispiel: adaptive Echokompensation)
2. **Inverse Modellierung:** Die inverse Übertragungsfunktion eines unbekannten, evtl. gestörten Systems soll durch das adaptive Filter dargestellt werden. (Anwendungsbeispiel: adaptive Egalisation bzw. adaptive Datenentzerrung)
3. **Lineare Prädiktion:** Mittels des adaptiven Filters soll der zukünftige Verlauf des Eingangssignals aus dem bisherigen Verlauf vorhergesagt werden. (Anwendungsbeispiel: adaptive differentielle „Pulse-Code Modulation“)
4. **Eliminierung von Störungen:** Die unbekannten Störungen sind dem Nutzsignal überlagert. Sie können mit Hilfe eines störungskorrelierten Referenzsignals und dem adaptiven Filter entfernt werden. Anwendungsbeispiele sind die adaptive Störgeräuschunterdrückung beim Telefon oder die adaptive Störsignalunterdrückung z.B. in der Medizintechnik.

Hier sind für die Untersuchung der Signale und zur Bestimmung von Übertragungsfunktionen die Anwendungsklassen 1 und 4 interessant. Die Anwendungsklasse 1 hat in der Entwicklungsphase zur Analyse von Messdaten eine Bedeutung. Die Anwendungsklasse 4 ist von Interesse, da in der mobilen Pulsmessung die Unterdrückung von Störsignalen erforderlich ist. Zeitvariante Übertragungsfunktionen  $G(z, n)$  erfordern eine adaptive Störsignalunterdrückung, wobei die Parameter bei Bedarf nach Veränderung des Systems oder nach jedem Abtastschritt angepasst werden können.

Die besondere Herausforderung bei der mobilen Pulsmessung ist eine Überlappung der Frequenzspektren von Nutz- und Störsignalen, weshalb die Anwendung einer konventionellen Filterung in diesem Fall nicht genügt. Es muss eine Zusatzinformation über die Störung im störungskorrelierten Referenzsignal  $R[n]$  (siehe Abb.6.6) enthalten sein. Das adaptive Filter schätzt und entfernt dann die Störung mit Hilfe des Referenzsignals  $R[n]$ . Es existieren für adaptive Filter zahlreiche Adaptionsalgorithmen. Bewertungskriterien für diese Algorithmen sind zum Beispiel:

- Konvergenzzeit (Anzahl benötigter Iterationen bis zur Annäherung an die optimalen Filterkoeffizienten bei genügender Genauigkeit),
- Fehleinstellung (Charakterisierung der Genauigkeit eines Algorithmus),
- Nachführverhalten (Flexibilität des Algorithmus bzgl. Änderungen der Umgebung),
- Rechenaufwand je Iteration und
- Numerische Robustheit.

### 6.7. Adaptives Wiener-Filter für die Störsignalunterdrückung

Das **Wiener-Filter** oder auch Wiener-Kolmogoroff-Filter wurde bereits in den 1940er Jahren von Norbert Wiener und von Andrei Nikolajewitsch Kolmogorow unabhängig voneinander entwickelt und 1949 durch Norbert Wiener publiziert.

Es basiert auf der Idee der automatischen Zielsteuerung und dem automatischen Abfeuern von Flugabwehrgeschützen. Heute wird es vielfach zivil für eine optimale Störsignalunterdrückung verwendet. Das **adaptive Wiener-Filter** ist eine Weiterentwicklung mit der Möglichkeit, die Filterkoeffizienten während der laufenden Filterung zu optimieren. In der englischen Literatur ist auch die Bezeichnung „*Adaptive LMS Algorithm*“ gebräuchlich. Es wird im folgenden Text nur noch adaptives Filter genannt.

Als **Koppelmodell** für das messbare Sensorsignal  $X[n]$  wird wie in Formel 6.18 und Abbildung 6.6 eine additive Überlagerung von Nutz- und Störsignal angenommen.

$$X[n] = s[n] + V[n] \quad (6.18)$$

In diesem Kapitel ist die eigentliche Ursache des störungskorrelierten Referenzsignals  $R[n]$  zunächst noch nicht relevant. Diese Fragestellung wird erst wieder im Kapitel 6.8 mit einem neuen Berechnungsansatz für  $R[n]$  aufgegriffen. Laut [Unbehauen83] S. 340 und S.344 muss für eine Betrachtung im z-Bildbereich ein diskontinuierliches, lineares und zeitinvariantes System gegeben sein. Im Sonderfall einer kausalen<sup>6</sup> Zeitfunktion ist nach [Unbehauen83] S.270 die einseitige z-Transformation anwendbar. Die gemessenen diskreten Zeitfunktionen bzw. Stichproben  $x_1[n]$  und  $x_2[n]$  der Signale  $X_1[n]$  und  $X_2[n]$  sollen reel und mittelwertfrei sein. Für  $s[n]$  und  $V[n]$  wird gefordert, dass sie reel, unkorreliert und stationär<sup>7</sup> sind.

Ein adaptives Filter ist zur Trennung von Nutzsignal und Störsignal bei zeitveränderlichen Eigenschaften der Nutzsignal- und Störsignalquelle bzw. der Systemeigenschaften (Übertragungsfunktionen zwischen Signalen) und bei Überlappung der Frequenzspektren von Nutzsignal und Störsignal geeignet. Mögliche Anwendungen sind z.B. die Beseitigung von 50 Hz-Netzstörungen oder die Beseitigung von EKG-Störsignalanteilen aus einem EEG-Signal.

<sup>6</sup>**Kausalität:**  $x[n] \equiv 0$  und  $g[n] \equiv 0$ , für  $n < 0$ , d.h. die Wirkung ist nie vor der Ursache [Kress89] S.57.

<sup>7</sup>**Stationarität:** In [Ruhm08] und [Kress89] wird definiert, dass sich bei zeitlich stationären Signalen die statistischen Kennwerte (z.B. Mittelwert) und Kennfunktionen (zum Beispiel Verteilungsfunktionen, Korrelationsfunktionen, spektrale Funktionen) unabhängig vom Ort  $x, y, z$ , von der Zeit  $n$  oder von der Frequenz  $f$  sind. Die den Prozess beschreibenden statistischen Kennwerte und Kennfunktionen ändern sich bei stationären Signalen oder Systemen zeitlich nicht, wenn man das Beobachtungszeitintervall verschiebt. Folglich können nur zeitlich unbegrenzte Signale stationär sein. Stationarität ist auch eine notwendige Bedingung für Ergodizität. Bei ergodischen Prozessen genügt eine einzige Realisierung zur vollständigen statistischen Beschreibung des Prozesses.

## 6. Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung

Das ungestörte zeitdiskrete Nutzsignal  $s[n]$  entspricht exakt dem Pulssignal und ist der deterministische Signalanteil. Das Störsignal  $V[n]$  soll ein stochastisches Signal sein, das z.B. durch zufällige Bewegungen des Probanden verursacht wird. Es wird angenommen, dass das Nutzsignal und das Störsignal unkorreliert sind und dass das Referenzsignal keine Signalanteile des Nutzsignals mehr enthält. Das adaptive Filter zur Schätzung und Unterdrückung des Störsignals wird mit Hilfe von FIR-Filterstrukturen entwickelt. Es wird eine Grundkonfiguration gewählt, die in der Lage ist, ein unbekanntes Störsignal zu unterdrücken.

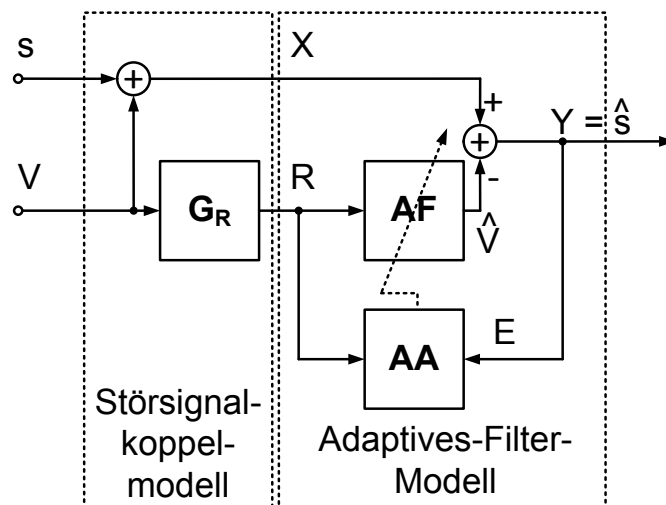


Abbildung 6.6.: Struktur des adaptiven Filters mit Störsignaleinkopplung.

$s[n]$	- Ungestörtes (deterministisches) Puls-Nutzsignal
$V[n]$	- Stochastisches Störsignal bei der Pulsmessung
$G_R[z, n]$	- Übertragungsfunktion des Referenzsensors (für Störsignal)
$X[n]$	- Gestörtes Ausgangssignal des Pulssensors (Messsignal)
$R[n]$	- Stochast. Referenzsignal (Messung oder Schätzung, Kap. 6.7.5)
$Y[n]$	- Ausgangssignal des Algorithmus
$\hat{V}[n]$	- Schätzung des stochastischen Störsignals
$\hat{s}[n]$	- Schätzung des rekonstruierten Nutzsignals
$E[n]$	- Fehlersignal für Optimierung der Filterparameter
AF	- Adaptives Filter mit variablen Filterkoeffizienten
AA	- Adaptiver Algorithmus

Aus dem mit  $V[n]$  korrelierten Referenzsignal  $R[n]$  wird mit Hilfe des adaptiven Filters (AF) eine Näherung  $\hat{V}[n]$  der Störung berechnet, die vom Messsignal  $X[n]$  subtrahiert wird. Das Filter soll so eingestellt werden, dass  $\hat{V}[n] \approx V[n]$  wird. Dann gilt:

$$Y[n] = s[n] + V[n] - \hat{V}[n] \approx s[n]. \quad (6.19)$$

Wenn  $s[n] = 0$  und  $V[n] \neq 0$ , d.h. wenn nur Störungen gemessen werden, lassen sich die Filterkoeffizienten so einstellen, dass in Gleichung 6.19 das Ausgangssignal  $Y[n] = 0$  wird. Mit der eingeschwungenen Übertragungsfunktion  $G_{AF}(z)$  des adaptiven Filters wird in diesem Fall  $G_R(z) \cdot G_{AF}(z) = 1$  und das Störsignal  $V[n]$  wird vollständig durch das adaptive Filter entfernt. Die Filterkoeffizienten im eingeschwungenen Fall können als Startwerte für das adaptive Filter genutzt werden, sofern sich die Systemeigenschaften nicht stark verändern.

Bei der Pulsmessung an der Stirn ist der Fall  $s[n] = 0$  nicht möglich, da die Durchblutung des Kopfes unterdrückt werden müsste. Am Arm kann die Durchblutung durchaus für einige Sekunden unterbrochen werden. Bei der nichtinvasiven Blutdruckmessung mit einer Oberarmmanschette werden die Arterien bei jeder Messung kurz verschlossen. Das Optimierungsproblem wird in [Unbehauen90] S.531 ff. ausführlich beschrieben. Für ein nicht adaptives Wiener-Optimalfilter, d.h. mit konstanten Koeffizienten, lässt es sich wie folgt formulieren:

$$\begin{aligned} Y^2 &= [s + (V - \hat{V})]^2 \\ &= s^2 + 2 \cdot s \cdot (V - \hat{V}) + (V - \hat{V})^2 \end{aligned} \quad (6.20)$$

## 6. Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung

Für die Leistung des stochastischen Ausgangssignals lassen sich drei Erwartungswerte definieren:

$$\begin{aligned} E \{Y^2\} &= E \{[s + (V - \hat{V})]^2\} \\ &= E \{s^2\} \text{ die deterministische Nutzsignalleistung} \\ &\quad + E \{2 \cdot s \cdot (V - \hat{V})\} \text{ wird zu Null im Optimalfall} \\ &\quad + E \{(V - \hat{V})^2\} \text{ der Fehlerleistung} \\ &= s^2 + E \{(V - \hat{V})^2\} \end{aligned} \quad (6.21)$$

Die Annahme  $E \{s^2\} = s^2$  ist gegeben, da  $s$  von nicht stochastischer Natur ist. Da das Nutzsignal  $s[n]$  nicht vom FIR-Filter beeinflusst wird, lässt sich schlussfolgern, dass mit dem Minimum der Fehlerleistung auch die Leistung des Ausgangssignals  $Y[n]$  minimal wird:

$$\min(E \{Y^2\}) = s^2 + \min(E \{(V - \hat{V})^2\}) \quad (6.22)$$

Das Filter ist optimal eingestellt, wenn die Fehlerleistung, ein mittlerer quadratischer Fehler<sup>8</sup>, klein wird. Laut Formel 6.22 ist der MSE am geringsten, wenn die Signalleistung des Ausgangssignals minimal ist. Die Schätzung des Störsignals  $\hat{V}[n]$  lässt sich mit einem zeitinvarianten FIR-basierten Filter wie folgt berechnen:

$$\hat{V}[n] = \sum_{m=0}^M w_m R[n-m] = \underline{w}^T \underline{R} = \underline{R}^T \underline{w} \quad (6.23)$$

- $w_m$  - m-tes Gewicht bzw. Wichtungsfaktor, FIR-Filterkoeffizient
- $\underline{w}$  - Vektor der M+1 FIR-Filterkoeffizienten
- $\underline{R}$  - Vektor der letzten M+1 Abtastwerte eines störungskorrelierten, stochastischen Referenzsignals, siehe Abb. 6.6
- $M+1$  - Länge des FIR-Filters, Anzahl der Filterkoeffizienten
- $M$  - Ordnung des FIR-Filters, Anzahl der Verzögerungsglieder

Für die Berechnung von  $\hat{V}[n]$  müssen M Werte aus der Vergangenheit und der aktuelle Wert bekannt sein.

---

<sup>8</sup>Engl. MSE: mean square error

Der Algorithmus benötigt zu Beginn je nach gewählter Filterordnung eine Anlaufzeit. Das Ausgangssignal des nicht adaptiven Filters lässt sich wie folgt berechnen:

$$\begin{aligned} Y[n] &= s[n] + V[n] - \hat{V}[n] \\ &= X[n] - \underline{w}^T \cdot \underline{R}[n] \\ \text{oder} \\ Y[n] &= X[n] - \underline{R}^T[n] \cdot \underline{w} \end{aligned} \quad (6.24)$$

Dabei gilt für die Vektoren:

$$\underline{w} = \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_M \end{bmatrix} \quad \underline{R}[n] = \begin{bmatrix} R[n-0] \\ R[n-1] \\ \vdots \\ R[n-M] \end{bmatrix}$$

Spaltenvektor der  $M + 1$  Gewichte  
und  $\underline{w}^T = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_M]$   
ist der transponierte Spaltenvektor

Spaltenvektor der  $M + 1$  letzten  
Abtastwerte des Referenzsignals.  
M ist die Filterordnung.

Zur Berechnung der Filterkoeffizienten  $\underline{w}$  in Formel 6.24 werden der Kreuzkorrelationsvektor  $\underline{P} = E \{X \cdot \underline{R}\}$  und die Autokorrelationsmatrix<sup>9</sup>  $\underline{A} = E \{\underline{R} \cdot \underline{R}^T\}$  eingeführt. Eine Autokorrelationsmatrix und Informationen zur Konvergenz<sup>10</sup> werden im Anhang A.2 gezeigt.

Die momentane Leistung des Ausgangssignals  $E \{Y^2[n]\}$  entspricht dem quadratischen Mittelwert. Mit der Forderung nach minimaler Ausgangssignalleistung:

$$E \{Y^2[n]\} \rightarrow \min$$

folgt, unter der Voraussetzung der Stationarität der Störung, die Berechnung

<sup>9</sup>Weil das für die Autokorrelationsmatrix übliche Formelzeichen  $R$  bzw.  $\underline{R}$  bereits belegt war, wurde hier von der Literatur abweichend das  $\underline{A}$  gewählt. Sie wird im Text mit AKM abgekürzt.

<sup>10</sup>Bei einer stationären Störung schwingen die Filterkoeffizienten auf einen optimalen Wert ein.

## 6. Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung

des optimalen Gewichtsvektors  $\underline{w}$  zu:

$$\underline{w} = \underline{A}^{-1} \cdot \underline{P} \quad (6.25)$$

- $\underline{w}$  - zeitunabhängiger Gewichtsvektor (Filterkoeffizienten)
- $\underline{A}^{-1}$  - inverse Autokorrelationsmatrix (AKM) des Referenzsignals
- $\underline{P}$  - Kreuzkorrelationsvektor zwischen dem Referenzsignal und dem Eingangssignal

Ein praktisches Problem ist, dass  $\underline{A}$  und  $\underline{P}$  nur mit relativ großem numerischen Aufwand zu berechnen sind. Weiterhin ist die Störung oftmals nicht stationär, so dass die iterative Bestimmung der optimalen Filterkoeffizienten mit jedem Abtastschritt neu erfolgen muss. In diesem Fall wird der Gewichtsvektor  $\underline{w}$  zu einem zeitabhängigen Vektor  $\underline{w}[n]$  (siehe Kapitel A.3) und das Filter zu einem adaptiven Filter. Die Umsetzung des Algorithmus ist mit *MATLAB* auf einem Computer ohne Echtzeitanforderung problemlos möglich. Für eine miniaturisierte mobile Anwendung muss der Algorithmus aber an die Hardware angepasst werden. Die Umsetzung könnte z.B. auf einem leistungsfähigen digitalen Signalprozessor (DSP) oder mit einem *Field Programmable Gate Array* (FPGA) erfolgen.

### 6.7.1. Abschätzung des Konvergenzparameters mit Hilfe der Autokorrelationsmatrix

Um eine schnelle<sup>11</sup> Konvergenz bzw. ein schnelles Einschwingen bei der Bestimmung der Filterkoeffizienten zu erreichen, muss die Schrittweite bzw. der Konvergenzparameter<sup>12</sup>  $\mu$ , an die Größenordnung der Eingangssignale angepasst werden. Der Konvergenzparameter  $\mu$  hat die Einheit  $[\mu] = 1/(mV)^2$ , wenn die Signale  $X_1[n]$  und  $X_2[n]$  in Millivolt gemessen wurden. Bei Bewegungsstörungen ist das Störsignal  $V[n]$  meistens wesentlich größer (z.B. Faktor 5 oder mehr) als das Nutzsignal  $s[n]$ . Der Effektivwert des gestörten Signals  $X[n]$  oder des Referenzsignals  $R[n]$  kann in diesem Fall als Maß zur Anpassung von  $\mu$  dienen. Sofern das Nutz- und das Störsignal die gleiche Größen-

<sup>11</sup>Die Einschwingzeit muss an die möglichen Veränderungen der Systemübertragungsfunktionen angepasst werden.

<sup>12</sup>Die Größe der Variation der Filterkoeffizienten je Abtastschritt wird vom  $\mu$  bestimmt.



ordnung haben, kann auch der Effektivwert des Nutzsignals  $s[n]$  in Ruhe für eine erste Abschätzung von  $\mu$  verwendet werden. Bei optimal eingestelltem  $\mu$  schwingt das adaptive Filter aperiodisch ein. Im Fall eines stationären Stör- und Referenzsignals kann  $\mu$  eine empirisch ermittelte Konstante sein. Nach einer Änderung der Amplitude des Referenzsignals sollte  $\mu$  korrigiert werden, damit das Filter weiterhin optimal einschwingen kann. Für diesen Fall ist eine Funktion  $\mu = f(U_{R;eff})$  gesucht. Beispiele für die Funktionen zur praktischen Anpassung von  $\mu$  sind in den Formeln 7.1 und 7.2 in Kapitel 7.1 gegeben.

Der theoretische Wertebereich von  $\mu$  erstreckt sich laut [Moschytz2000] S.96 von

$$0 \leq \mu \leq \frac{2}{\lambda_{max}} = \mu_{max}. \quad (6.26)$$

Dabei ist  $\lambda_{max}$  der maximale Eigenwert der Autokorrelationsmatrix  $\underline{\underline{A}}$  des jeweiligen Referenzsignals. Laut [Moschytz2000] zeigen praktische Erfahrungen, dass  $\mu$  bis zu zwei Größenordnungen kleiner als  $\mu_{max}$  gewählt werden muss, damit eine monoton abnehmende Konvergenz des Filters gewährleistet ist. Bei zu großem  $\mu$  erzeugt das Filter durch eine Überkompensation zusätzliche Störungen im Ausgangssignal. Mit zu kleinem  $\mu$  kann das Filter unwirksam sein, wenn z.B. die Einschwingzeit des Filters länger ist als die Störung wirkt. In diesem Fall bräuchte das Filter zum Einschwingen mehrere der kurzen Störphasen. Eine weitere Möglichkeit zur Beschleunigung des Einschwingens mit kleinem  $\mu$  ist eine Mehrfachiteration der Filterkoeffizienten pro Abtastschritt (siehe Kapitel 6.7.2). Im Anhang A.2 wird ein Beispiel zur Berechnung einer Autokorrelationsmatrix aus Messdaten in einer Ruhephase gezeigt.

### 6.7.2. Mehrfachiteration im LMS-Algorithmus

Um das Einschwingen bzw. die Adaption des adaptiven Filters zu beschleunigen, kann der Wert des Konvergenzparameters  $\mu$  vergrößert werden. Im Anhang A.3 werden die einzelnen Rechenschritte des adaptiven LMS-Algorithmus vorgestellt. Eine weitere vergleichbare Möglichkeit zur Beschleunigung des Einschwingens ist eine mehrfache Iteration der Filterkoeffizienten innerhalb eines Abtastschrittes (siehe Formeln A.3 bis A.5). So ist auch mit einem kleinen Wert für  $\mu$  eine beschleunigte Anpassung der Filterkoeffizienten möglich.

## 6. Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung

Nach ersten Untersuchungen mit simulierten Daten wurde aber festgestellt, dass das Filter bei kleinem  $\mu$  mit mehrfacher Iteration genauso zum Überspringen neigt, wie mit einem zu großen Wert für  $\mu$ . In der weiteren Arbeit wurde auf eine Mehrfachiteration verzichtet und der Fokus auf die Filterung mit einem kleinen Konvergenzparameter gelegt.

### 6.7.3. Berechnung eines störungskorrelierten Referenzsignals R

Die folgenden Berechnungen im z-Bereich erfolgen anhand der eingeschwungenen, d.h. optimalen Übertragungsfunktionen und Signale. Für bessere Lesbarkeit wurde das Argument ( $z$ ) weggelassen. In Abbildung 6.7 wird eine mehrstufige Filterstruktur vorgestellt, welche die verwendeten Signale und die Übertragungsfunktionen des Systems darstellt. Die Struktur enthält einen Funktionsblock „Störsignalkoppelmodell“, in dem die Entstehung der messbaren Signale  $X_1$  und  $X_2$  dargestellt wird. Die Existenz dieses Funktionsblockes wird als gegebene Voraussetzung angenommen.

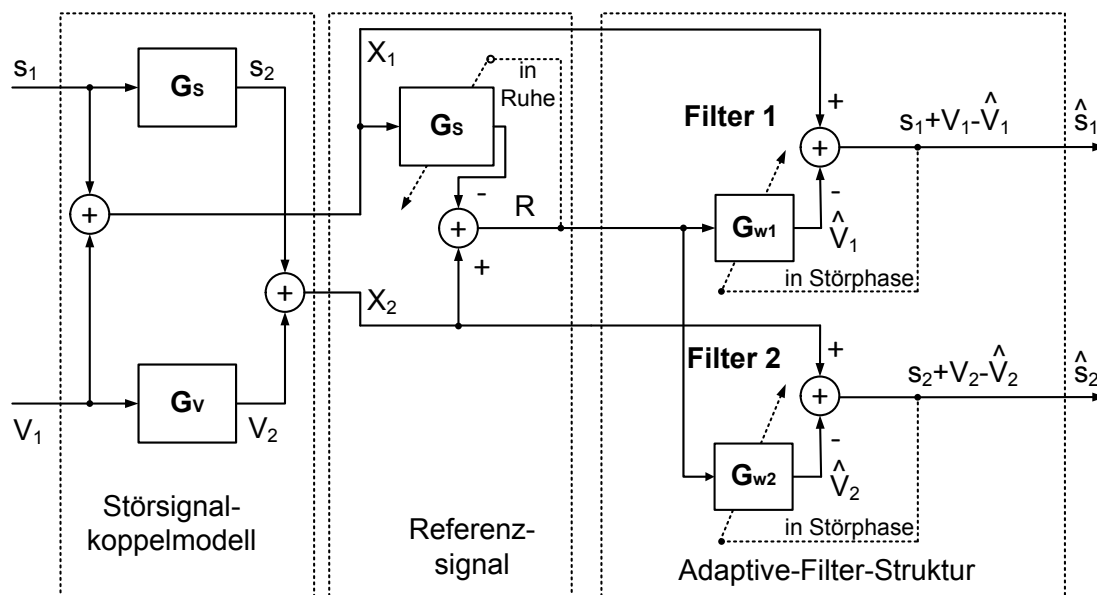


Abbildung 6.7.: Filterstruktur mit drei Funktionsblöcken und Übertragungsfunktionen des Systems.

Dabei ist  $G_S$  die Nutzsignalübertragungsfunktion und  $G_V$  die Störsignalübertragungsfunktion. Der Funktionsblock „Referenzsignal“ enthält ein adaptives Filter, das zur Berechnung des mit der Störung korrelierten Referenzsignals  $R$  dient. Die Nutzsignalübertragungsfunktion  $G_S$  ist während einer Ruhephase

optimal bestimmt, wenn  $R$  zu Null wird. Während der Störphase bleibt das Filter zeitinvariant und hat die Filterordnung  $M$ . Die zwei adaptiven Filter  $G_{W1}$  und  $G_{W2}$  im Funktionsblock „Adaptive-Filter-Struktur“ dienen zur Störsignalunterdrückung während der Störphase. Sie sind während der Ruhephase konstant und haben die Filterordnung  $N_1$  für  $G_{W1}$  bzw.  $N_2$  für  $G_{W2}$ .

Für die Anwendung des adaptiven Filters zur Störsignalunterdrückung wird ein Referenzsignal  $R$  benötigt, das mit der Störung korreliert ist. In diesem Kapitel wird ein Ansatz vorgestellt, bei dem das Referenzsignal mit Kenntnis einer Übertragungsfunktion  $G_S$  aus zwei gemessenen Pulssignalen  $X_1$  und  $X_2$  berechnet werden kann. Nach Formel 6.27 wird mit  $G_S$  in einer Ruhephase der Nutzsignalanteil in  $X_1$  an den in  $X_2$  angeglichen. Durch die Subtraktion wird der Nutzsignalanteil im Idealfall zu Null und es verbleibt ein mit der Störung  $V_1$  korreliertes Referenzsignal  $R$ .

$$R = X_2 - G_S \cdot X_1 \text{ wird Null, wenn } V_1 = V_2 = 0 \quad (6.27)$$

mit  $X_2$  eingesetzt aus Formel 6.9 folgt:

$$= G_S \cdot S_1 + G_V \cdot V_1 - G_S \cdot X_1$$

mit  $X_1$  eingesetzt aus Formel 6.8 folgt:

$$= G_S \cdot S_1 + G_V \cdot V_1 - G_S \cdot S_1 - G_S \cdot V_1$$

$$= G_V \cdot V_1 - G_S \cdot V_1$$

folgt für die Berechnung des Referenzsignals:

$$R = V_1 \cdot (G_V - G_S) \quad (6.28)$$

Es lassen sich folgende Schlussfolgerungen für die Berechnung des Referenzsignals ableiten:

- 1.) Nach Formel 6.27 lässt sich praktisch ein störungskorreliertes Referenzsignal  $R$  berechnen.
- 2.) Wenn  $G_V = G_S$ , d.h. die Übertragungsfunktionen zwischen den zwei Nutzsignalen und den zwei Störsignalen exakt gleich sind, gilt  $X_2 = G_S \cdot X_1$ . Nach Formel 6.28 wird  $R = 0$  und es ist keine Referenzsignalberechnung möglich. In diesem Fall versagt das Verfahren zur Störsignalunterdrückung.
- 3.) Wenn  $G_V = k_1$  und  $G_S = k_2$  mit Konstanten  $k_1 \neq k_2$ , ist das Referenzsignal zur Störung  $V_1$  proportional.

#### 6.7.4. Schätzung der Startwerte für die Filterkoeffizienten

Die Einschwingzeit des adaptiven Filters mit den Übertragungsfunktionen  $G_{W1}$  oder  $G_{W2}$  kann durch den zugehörigen Konvergenzparameter  $\mu_{Gw1}$  bzw.  $\mu_{Gw2}$  justiert werden. Weiterhin kann der Einschwingvorgang durch Verwendung geeigneter Startwerte für die Filterkoeffizienten von  $G_{W1}$  oder  $G_{W2}$  verkürzt oder sogar ganz vermieden werden. Die Filterkoeffizienten von  $G_{W1}$  und  $G_{W2}$  hängen von der Größe des anliegenden Referenzsignals  $R$  und von der Störung  $V_1$  bzw.  $V_2$  ab. Für den optimal eingeschwungenen Fall gilt nach Formel 6.28:

$$R = V_1 \cdot (G_V - G_S)$$

weiterhin gilt

$$V_2 = G_V \cdot V_1$$

und

$$G_{W2} = \frac{\hat{V}_2}{R}$$

und im idealen Fall folgt für

$$G_{W2,ideal} = \frac{V_2}{R} = \frac{G_V \cdot V_1}{(G_V - G_S) \cdot V_1} = \frac{G_V}{(G_V - G_S)} \quad (6.29)$$

und für die Übertragungsfunktion  $G_{W1,ideal}$  gilt

$$G_{W1,ideal} = \frac{V_1}{R} = \frac{V_1}{(G_V - G_S) \cdot V_1} = \frac{1}{(G_V - G_S)} \quad (6.30)$$

$G_{W1,ideal}$  und  $G_{W2,ideal}$  sind im allgemeinen Fall IIR-Strukturen, sofern  $G_S$  und  $G_V$  keine Konstanten sind. Voraussetzung für die Schätzung von Startwerten sind bekannte Funktionen  $G_V$  und  $G_S$ . Die Funktion  $G_S$  kann in einer Ruhephase direkt aus den gemessenen Nutzsignalen bestimmt werden.  $G_V$  ist nicht so einfach zu berechnen und muss praktisch als zeitinvariant angenommen werden. Möglichkeiten zur Bestimmung von  $G_V$  aus Messdaten werden in Kapitel 6.7.5 diskutiert. Im einfachsten Fall können für einen in Echtzeit laufenden Störunterdrückungsalgorithmus Erfahrungswerte als Startwerte verwendet werden. Unter der Annahme, dass

1.) der Nutzsignaleffektivwert  $S_{eff,i}$  mit  $i = [1, 2]$  wenigstens zu Beginn der ersten Störphase unverändert bleibt und dass

2.)  $S$  und  $V$  unabhängig voneinander sind,

könnte bei der Filterordnung  $N_i = 0$  mit  $i = [1, 2]$  ein Faktor für  $G_V$  aus den Effektivwerten  $X_{eff,i}$  der gemessenen Signale  $X_i$  nach Formel 6.34 im Kapitel 6.7.5 geschätzt werden.

Die Übertragungsfunktion  $G_S$  hängt hauptsächlich von der Physiologie an der Stirn und von den aktuellen Vitalparametern des Probanden ab. Auch die Messbedingungen am Messort, wie z.B. die Ankopplung des PPG-Sensors an die Stirn hat Einfluss auf die gemessenen Signale. So kann z.B. je nach Beschaffenheit des Knochens der Druck an die Haut unter den zwei PPG-Sensoren unterschiedlich groß sein. Wenn  $G_V$  und  $G_S$  nur Faktoren sind, gilt für die Filterordnung  $N_i = 0$  und die Filter mit den Übertragungsfunktionen  $G_{Wi}$  sind in diesem Fall auch Faktoren.

Bei der Filterordnung  $N_1 > 0$  können die Filterkoeffizienten nach Umwandlung von Formel 6.30 oder Formel 6.29 in eine FIR-Struktur mit ähnlicher Impulsantwort bestimmt werden. Die FIR-Impulsantwort kann durch Erregung der IIR-Filters (Formel 6.29 oder 6.30) mit einem  $\delta$ -Einheitsimpuls berechnet werden.

### 6.7.5. **Möglichkeiten zur Bestimmung von $G_V$**

Die Beschreibung erfolgt im eingeschwungenen Zustand, d.h. mit einem zeitinvarianten System mit der Übertragungsfunktion  $G_V$ . Für vereinfachte Lesbarkeit wurde das Argument ( $z$ ) weggelassen. Es gibt mindestens vier Möglichkeiten, um die Störübertragungsfunktion  $G_V$  zu bestimmen bzw. zu schätzen.

**1.)** Bei der **ersten Möglichkeit** wird während einer Störphase gemessen und dabei das Nutzsignal ausgeschaltet. Das gemessene Signal ist dann ein reines Störsignal. Am Arm oder der Hand ist das praktikabel. Hier kann eine Blutdruckmanschette die Durchblutung kurzzeitig unterdrücken. Bei der Messung an der Stirn oder am Kopf ist so ein Versuch nur mit gesundheitlichem Risiko durchführbar. Es wurde in dieser Arbeit darauf verzichtet.

**2.)** Die **zweite Möglichkeit** kann bei sehr großen Störsignalamplituden angewendet werden, wenn das Nutzsignal im Verhältnis vernachlässigbar klein ist.  $G_V$  kann direkt aus den gemessenen Signalen berechnet werden. In diesem Fall ist die Filterung wegen des niedrigen SNR schwer möglich. Fraglich ist auch, ob die Linearitätsbedingung in diesem Fall noch erfüllt ist.

## 6. Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung

3.) Bei der **dritten Möglichkeit** wird ein sinusförmiges Störsignal mit einer bekannten Frequenz erzeugt. Die Frequenz soll so gewählt werden, dass sich das Nutz- und das Störsignalspektrum mit konventioneller Filterung trennen lassen. So kann das Störsignal der zwei PPG-Sensoren mit Bandpassfilterung extrahiert und daraus  $G_V$  berechnet werden. In Abbildung 7.4 wird gezeigt, dass das Spektrum des PPG-Signals in Ruhe oberhalb von 7 Hz keine relevanten Signalanteile mehr enthält. Deshalb wurden in Kapitel A.4 mit einem Schwingungserreger sinusförmige 10 Hz-Bewegungsstörungen am Kopf erzeugt. In [Vollmer10] und [Lee08] wurden zur Messung solcher Bewegungsstörungen Beschleunigungssensoren verwendet.

Mit dieser Methode kann jeweils  $G_V(\omega_{pruef})$  ermittelt werden. Zur Bestimmung des Frequenzganges müsste die Untersuchung für alle interessanten Frequenzen wiederholt werden.

4.) Eine **vierte Möglichkeit** wurde kurz in Kapitel 6.7.4 erwähnt und eine geeignete Filterstruktur wurde in Abbildung 6.7 gezeigt. Nach den Formeln 6.31 bis 6.33 werden die zwei geschätzten Störsignale  $\hat{V}_1$  und  $\hat{V}_2$  und die Störübertragungsfunktion  $G_V$  berechnet. Zur Anwendung der Struktur müssen zwei gemessene Sensorsignale  $X_1, X_2$  gegeben sein. Das störungskorrelierte Referenzsignal  $R$  wird nach Formel 6.27 in Kapitel 6.7.3 berechnet.

Mit der Filterstruktur in Abbildung 6.7 können die zwei Pulssignale  $\hat{S}_1$  und  $\hat{S}_2$  geschätzt werden. Diese Struktur zur Störsignalunterdrückung funktionierte mit simulierten Signalen. Bei gemessenen PPG-Signalen vom unsymmetrisch aufgebauten PPG-Sensor im Anhang B.7 gab es mit realen Bewegungsstörungen aber noch Schwierigkeiten, da sich wahrscheinlich die Ankopplung des Sensors in der Störphase veränderte.

Das adaptive Filter 1 in Abbildung 6.7 berechnet  $\hat{V}_1$  als Schätzung für das Störsignal  $V_1$  am ersten PPG-Sensor. Das Filter 2 schätzt das Störsignal  $V_2$  für den zweiten PPG-Sensor. Für die zwei Übertragungsfunktionen  $G_{W1}$  und  $G_{W2}$  der adaptiven Filter gilt:

$$G_{W1} = \frac{\hat{V}_1}{R} \quad (6.31)$$

und

$$G_{W2} = \frac{\hat{V}_2}{R} \quad (6.32)$$

Unter der Voraussetzung, dass die Schätzung der Störsignale gelingt, d.h.

$\hat{V}_1 \approx V_1$  und  $\hat{V}_2 \approx V_2$  ist, lässt sich die Übertragungsfunktion  $G_V$  der zwei Störsignale auch bei vorhandenem und nicht vernachlässigbarem Nutzsignal bestimmen. Dazu kann der Quotient der zwei Übertragungsfunktionen  $G_{W1}$  und  $G_{W2}$  gebildet werden.

$$G_V = \frac{G_{W2}}{G_{W1}} = \frac{\hat{V}_2}{R} \cdot \frac{R}{\hat{V}_1} \approx \frac{V_2}{V_1} \quad (6.33)$$

Die Übertragungsfunktion  $G_V$  nach Formel 6.33 wird wegen des Quotienten der Übertragungsfunktionen  $G_{W1}$  und  $G_{W2}$  bei Filterordnung  $N_i > 0$  zu einer IIR-Struktur. In diesem Fall ist eine Überprüfung der Stabilität nötig. Bei eventuellen Problemen mit der Stabilität kann die Approximation auch mit einer FIR-Struktur mit ähnlicher Impulsantwort wie bei der IIR-Struktur erfolgen. Die FIR-Impulsantwort kann z.B. durch Anregung des IIR-Filters mit der Übertragungsfunktion  $G_V$  mit einem  $\delta$ -Einheitsimpuls berechnet werden. Die vierte Möglichkeit zur Bestimmung von  $G_V$  wurde nur theoretisch betrachtet.  $G_V$  wurde praktisch nicht auf diesem Wege bestimmt. In Kapitel 6.8 wird die Struktur in Abbildung 6.7 für die Störsignalunterdrückung verwendet.

**5.) Eine fünfte Möglichkeit** ergibt sich aus der vierten oben. Unter der Annahme, dass sich das Nutzsignal zwischen einer Ruhe- und der folgenden Störphase kaum verändert, besteht bei Unkorreliertheit von S und V und für Filterordnung Null die Möglichkeit,  $G_V$  als Faktor aus der geometrischen Differenz der Effektivwerte der Messsignale  $X_1$  und  $X_2$  in der Stör- und Ruhephase nach Formel 6.33 zu schätzen.

$$G_V \approx \frac{V_{2,eff}}{V_{1,eff}} \approx \sqrt{\frac{X_{2,eff,Stoer}^2 - X_{2,eff,Ruhe}^2}{X_{1,eff,Stoer}^2 - X_{1,eff,Ruhe}^2}} \quad (6.34)$$

Dabei ist  $X_{1,eff,Stoer}$  der Effektivwert von  $X_1$  in der Störphase, der den Nutz- und Störsignalanteil enthält.  $X_{1,eff,Ruhe}$  ist der Effektivwert von  $X_1$  in der Ruhephase und enthält nur Nutzsignal.  $X_{2,eff,Stoer}$  ist der Effektivwert von  $X_2$  in der Störphase und  $X_{2,eff,Ruhe}$  ist der Effektivwert von  $X_2$  in der Ruhephase, d.h. des Nutzsignals.

### 6.7.6. Kompensation von Signallaufzeiten in digitalen Filtern

In der digitalen Signalverarbeitung ist zu beachten, dass nur kausale Systeme praktisch und in Echtzeit lauffähig realisiert werden können. Daher wird in diesem Kapitel untersucht, wie auftretende Signallaufzeiten kompensiert werden können. Praktisch werden Verzögerungsglieder ( $z^{-1}$ ) verwendet. Eine Kaskade von einzelnen Verzögerungsgliedern wird mit ( $z^{-D}$ ) (engl. D: delay) notiert. Die Filterordnung  $D$  des resultierenden Verzögerungsgliedes entspricht der Anzahl der Abtastschritte, um die ein Signal verzögert wird.

Es kann bereits zwischen den gemessenen Signalen der zwei Pulssensoren eine Zeitverschiebung  $\tau_{S_1, S_2} = \tau_{S_1} - \tau_{S_2}$  auftreten. Die Ursachen hierfür können physiologisch wie z.B. eine ortsabhängige Pulswellenlaufzeit sein. Technische Ursachen wie Streuung der Bauteilewerte oder zeitlicher Versatz durch nicht simultane Abtastung und Übertragung der Daten in der Sensorelektronik sollen möglichst ausgeschlossen sein.

In Abbildung 6.6 gibt eine durch  $G_R$  verursachte Signallaufzeit  $\tau_R$  zwischen der physikalischen Störgröße  $V$  und dem Referenzsignal  $R$ . Eine Phasenverschiebung  $\tau_R$  wird z.B. durch die Übertragungsfunktionen des Sensors und des Messverstärkers (inklusive der Filter) bei der Messung von  $R$  verursacht. Auch bei der Berechnung von  $R$  nach Abbildung 6.7 entsteht an  $G_S$  eine Zeitverschiebung  $\tau_V$ .

Die Übertragungsfunktionen  $G_{W1}$  und  $G_{W2}$  der adaptiven Filter verursachen die Signallaufzeiten  $\tau_{P_1}$  und  $\tau_{P_2}$ , wenn sie durch kausale Filter realisiert werden. Die Laufzeiten hängen von der Filterordnung, d.h. von der Anzahl der benötigten Verzögerungsglieder ab. Das hat zur Konsequenz, dass die Sensorsignale  $X_i$ ,  $i = [1, 2]$  vor der Subtraktion des Filterausgangssignals  $\hat{V}_i$  mit  $z^{-D_i}$  verzögert werden müssen. Je nach Formunterschied zwischen  $R$  und dem Störsignal  $V$  muss für die Übertragungsfunktionen  $G_{Wi}$  eine höhere Filterordnung  $N_i > 0$  gewählt werden. Hier soll  $G_{W1}$  die Ordnung  $N_1$  und  $G_{W2}$  die Ordnung  $N_2$  haben. Als Sonderfall gilt für die Phasenlaufzeit  $\tau_p$  eines linearphasigen FIR-Filters mit symmetrischer Impulsantwort:  $\tau_p = \frac{N}{2}$ . Somit sind  $\tau_{p1} = \frac{N_1}{2}$  und  $\tau_{p2} = \frac{N_2}{2}$ . Mit der Annahme  $N_1 = N_2 = N$  gilt  $\tau_{p1} = \tau_{p2} = \tau_p = \frac{N}{2}$ . Die Verzögerung kann in der Größenordnung von  $\tau_p$  liegen. Das Optimum sollte aber empirisch ermittelt werden. Die Forderung nach Phasengleichheit der Signale bei Einsatz von kausalen Filtern vor den Summierern kann mit der Struktur in Abbildung 6.8 erreicht werden.



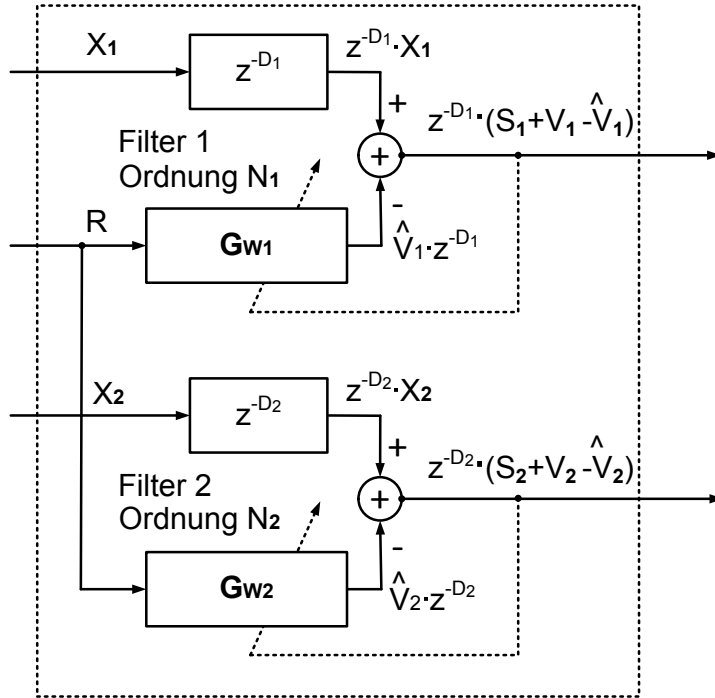


Abbildung 6.8.: Kausale Struktur mit zwei adaptiven Filtern und Zeitverzögerung für die Signale  $X_1$  und  $X_2$ .

### 6.7.7. Kompensation der Phasenlaufzeit von $G_S$

Auch bei der Bestimmung der Übertragungsfunktion  $G_S$  mit einem kausalen adaptiven Filter in einer Ruhephase ist die Phasenlaufzeit zu kompensieren. Für die Filterordnung wird die Variable  $M$  verwendet. Die Filterstruktur in Abbildung 6.9 ist geeignet, um die optimale Anzahl der Verzögerungsschritte  $D_0$  zur Phasenlaufzeitkorrektur zu finden.

Ein Schätzwert für die benötigte Anzahl der Verzögerungsschritte ist  $D_0 \approx \tau_{S_1, S_2} + M/2$ . In der Praxis muss  $D_0$  experimentell bestimmt werden. Falls  $D_0 < 0$  ist, müssen die Eingangssignale getauscht werden. Die Übertragungsfunktion  $G_S$  wird optimal bestimmt, wenn das Differenzsignal  $S_2 - \hat{S}_2$  in Abbildung 6.9 zu Null wird. Bei der Filterordnung  $M = 0$  und  $N_1 = N_2 = 0$  muss nur  $\tau_{S_1, S_2}$  kompensiert werden, was den einfachsten Fall darstellt. Nachteilig ist bei der Filterordnung  $M = 0$  aber, dass mit dem Filter keine Formunterschiede zwischen den gemessenen Pulssignalen ausgeglichen werden können.

## 6. Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung

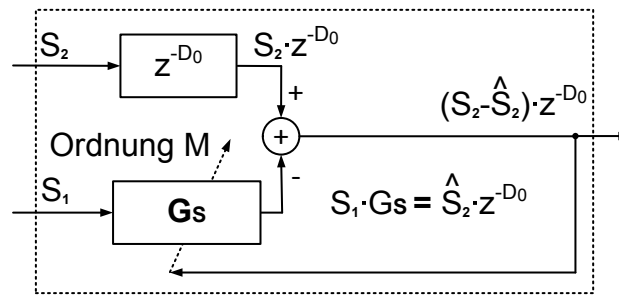


Abbildung 6.9.: Kausale Struktur mit adaptivem Filter und Verzögerungsglied zur Bestimmung von  $G_s$  aus den Nutzsignalen  $S_1$  und  $S_2$  in Ruhe.

- |   |  |
|---|--|
| $G_s$                                       | - Übertragungsfunktion eines kausalen FIR-Filters    |
| $M$   | - Gerade Filterordnung                               |
| $D_0$                                       | - Anzahl Verzögerungsschritte zur Laufzeitkorrektur  |
| $\tau_{S_1, S_2} = \tau_{S_1} - \tau_{S_2}$ | - Laufzeitunterschied zwischen den zwei Nutzsignalen |

In diesem Kapitel wurde das adaptive Filter zur Unterdrückung von Störsignalen vorgestellt. Die Herkunft des mit der Störung korrelierten Referenzsignals  $R$  wurde bisher noch nicht näher betrachtet.

Im folgenden Kapitel 6.8 wird eine Methode zur Schätzung des Referenzsignals  $R$  behandelt. Als neuer Ansatz in der Störsignalunterdrückung soll das störungskorrelierte Referenzsignal aus den Signalen von zwei baugleichen, benachbarten und mechanisch gekoppelten PPG-Sensoren berechnet werden. Auf einen zusätzlichen Referenzsensor wie z.B. einen Beschleunigungssensor soll bei erfolgreicher Umsetzung verzichtet werden.

## 6.8. Zweistufiges adaptives Filter mit Referenzsignalschätzung

### 6.8.1. Zweistufige adaptive Filterstruktur

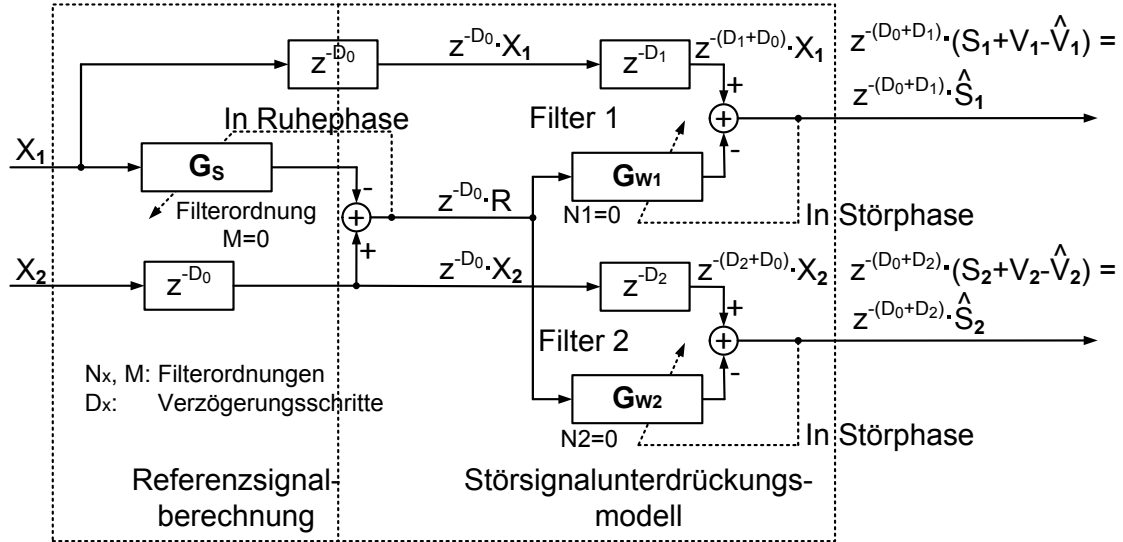


Abbildung 6.10.: Struktur zur Störsignalunterdrückung mit drei adaptiven Filtern. Auf das Argument ( $z$ ) an den Signalen wurde verzichtet.

In diesem Kapitel wird die zweistufige Filterstruktur in Abbildung 6.10 mit drei adaptiven Wiener-Filtern vorgestellt. Die Berechnungen erfolgen im  $z$ -Bereich im eingeschwungenen optimalen Zustand. Zur vereinfachten Lesbarkeit wurde das Argument ( $z$ ) weggelassen. Es können zwei störungsarme Pulssignale geschätzt werden. Die erste Stufe dient zur adaptiven Schätzung des störungskorrelierten Referenzsignals  $R$  und die zweite Stufe dient zur adaptiven Störsignalunterdrückung.

Für die Berechnung des Referenzsignals  $R$  ergeben sich aus Kapitel 6.7.5, Kapitel 6.7.6 und Kapitel 6.7.7 wegen praktisch auftretender Signallaufzeiten bzw. Phasenverschiebungen in den digitalen Filtern notwendige Anpassungen für Formel 6.28. Für nichtkausale FIR-Filter mit  $\tau_p = 0$ , d.h. ohne Signallaufzeiten, werden die Bezeichnungen  $G_{S0}$  und  $G_{V0}$  verwendet.

Die Struktur in Abbildung 6.10 enthält die notwendigen Verzögerungsglieder zur Korrektur der Phasenlaufzeiten in den kausalen FIR-Filtern. Damit werden  $G_S$ ,  $G_{W1}$  und  $G_{W2}$  durch kausale FIR-Filter realisiert.

## 6. Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung

Die Anzahl der Verzögerungsschritte  $D_0 \approx \tau_{S_1, S_2} + M/2$  ist ein theoretischer Schätzwert zur Korrektur der Signallaufzeiten. Wie aus den Abbildungen 6.7 und 6.10 erkennbar ist, lässt sich im  $z$ -Bereich mit dem Ansatz aus Formel 6.8 und 6.9 das  $R$  berechnen:

$$X_1 = S_1 + V_1 \text{ und}$$

$$X_2 = G_{S0} \cdot S_1 + G_{V0} \cdot V_1$$

folgt für die Berechnung von  $R$

$$z^{-D_0} \cdot R = z^{-D_0} \cdot X_2 - \left( z^{-D_0} \cdot G_{S0} \right) \cdot X_1 \quad (6.35)$$

und nach Umstellung folgt

$$R = (G_{V0} - G_{S0}) \cdot V_1. \quad (6.36)$$

Es ist erkennbar, dass in Formel 6.36 die Zeitverzögerung  $D_0$  keinen Einfluss auf die Berechnung des Referenzsignals  $R$  hat, wenn  $D_0$  korrekt ermittelt wurde.  $R$  wird zur Schätzung des Bewegungsstörsignals bei der Störsignalunterdrückung verwendet. Als Mindestanforderung muss  $R$  mit dem Störsignal  $V$  korrelieren. Es darf möglichst keine weiteren Signalanteile wie z.B. Rauschen enthalten.

Im einfachsten Fall, d.h. bei guter Formgleichheit der Störsignale  $V_1$  und  $V_2$  könnte die Differenz der Übertragungsfunktionen  $G_{V0} - G_{S0}$  ein frequenzunabhängiger Verstärkungsfaktor sein. Die Struktur in Abbildung 6.10 dient zur Schätzung des Referenzsignals  $R$ , zur Schätzung der Störsignale  $V_1$ ,  $V_2$  und zur Schätzung der Pulssignale  $\hat{S}_1$ ,  $\hat{S}_2$ .

Falls die adaptiven Filter 1 und 2 eine unterschiedliche Filterlänge haben, müssen die Ausgangssignale mit Verzögerungsgliedern synchronisiert werden. Im einfachsten Fall werden gleiche Filterlängen gewählt.

### 6.8.2. Auswahl der Sensorsignale als Eingangsgrößen

Wenn die Störsignalunterdrückung nur einkanalig mit  $G_{W1}$  umgesetzt wird, muss abhängig von den messbaren Nutzsignaleffektivwerten in der ersten Ruhephase eine Entscheidung getroffen werden, welcher Sensor welches Eingangssignal für die Filterstruktur liefert.

Es müssen die Effektivwerte von  $X_1$  und  $X_2$  berechnet werden. Diese Effektivwerte entsprechen in Ruhe dem Nutzsignal  $S_1$  und  $S_2$ . Für den Eingang  $X_1$  muss das Signal mit dem größeren Nutzsignaleffektivwert gewählt werden. So bleibt bei der Störsignalunterdrückung das größere Nutzsignal bei der Filterung erhalten.

### 6.8.3. Umschaltung zwischen Ruhe- und Störphasen

Die Funktion des adaptiven Filters mit der Übertragungsfunktion  $G_S$  zur Schätzung des Referenzsignals  $R$  und die des adaptiven Filters 1 mit  $G_{W1}$  in Abbildung 6.10 ist in den Ruhe- und Störphasen unterschiedlich. In den Ruhephasen ist die Messung des Pulssignals und die Bestimmung der Pulsfrequenz ohne Störungen möglich. Außerhalb der Ruhephasen ist das Pulssignal durch Bewegungsstörsignale mehr oder weniger stark verzerrt und die Bestimmung der Pulsfrequenz ist ohne eine Störsignalunterdrückung nicht mehr möglich.

Im Block Referenzsignalberechnung in Abbildung 6.10 wird in der Ruhephase die Übertragungsfunktion  $G_S$  zwischen den Nutzsignalen  $S_1$  und  $S_2$  berechnet. Während einer folgenden Störphase wird das zuletzt geschätzte  $G_S$  konstant gehalten und zur Berechnung des störungskorrelierten Referenzsignals  $R$  verwendet. In einer folgenden Ruhephase wird  $G_S$  wieder adaptiv berechnet, da sich die Ankoppelbedingungen des Sensors und auch Vitalparameter wie z.B. der Blutdruck, die Nutzsignalamplituden oder die Nutzsignalform verändert haben können. Der Hauptvorteil eines adaptiven Filters gegenüber eines nicht adaptiven wie in Kapitel 6.3 ist die adaptive Nachführung der Filterparameter von  $G_S$  und  $G_W$ . Zur Markierung der hauptsächlich noch manuell bestimmten Ruhe- und Störphasen wird die Variablen „Schalter  $[n]$ “ definiert. In einer Ruhephase beträgt „Schalter  $[n]$ “  $= 1$  und in einer Störphase „Schalter  $[n]$ “  $= 0$ .

Mit simulierten Signalen kann die Umschaltung zwischen der Ruhe- und der Störphase auf den Abtastwert genau erfolgen. Bei gespeicherten Signalen gibt es die Möglichkeit, die Zeitpunkte im bandpassgefilterten Datensatz visuell zu bestimmen und den Umschaltzeitpunkt anschließend manuell festzulegen.

## 6. Unterdrückung von Störsignalen mittels digitaler Signalverarbeitung

Für die praktische Anwendung muss ein Parameter definiert werden, der eine automatische Umschaltung zwischen den zwei Phasen ermöglicht. Auf die Messung eines zusätzlichen Signals, z.B. der Beschleunigung, soll verzichtet werden. Der Kurzzeit-Effektivwert  $R_{eff}$  ist ein geeigneter Parameter zur Erkennung einer Störphase. In der Ruhephase strebt der Wert  $R_{eff}$  bei eingeschwen- genem Filter  $G_S$  gegen Null bzw. gegen das unvermeidbare Restrauschen.

Bei Auftreten von Störungen steigt der Wert von  $R_{eff}$  an. Der Effektivwert  $R_{eff}$  wird nach Formel 6.37 gleitend für jeden Abtastschritt über eine wählbare Anzahl  $N_{eff}$  zurückliegender Werte des Referenzsignals berechnet. Das Zeitinter- vall ist so zu wählen, dass die Störphase zeitnah erkannt wird aber die Erken- nung der Störphase nicht zu empfindlich reagiert. Grundsätzlich ist eine mög- lichst kurze Integrationszeit wünschenswert, da auch die Phasenlaufzeit des Effektivwertfilters kompensiert werden muss.

Als Zeitintervall für die Integration wurde  $T_I = 1\text{ s}$  gewählt, was etwa der Zeit für einen Herzschlag in Ruhe entspricht. Mit der Abtastfrequenz  $f_S = 200\text{ Hz}$  ergibt sich das Zeitintervall  $[n - N_{eff} + 1, n]$  mit  $N_{eff} = \text{round}(T_I \cdot f_S) = 200$ . Sinnvoll ist auch eine dynamische Anpassung von  $N_{eff}$  an die Periodendauer der Grundfrequenz des Pulssignals, d.h.  $T_I = T_{0,PPG}$ . Zu Beginn der Pulsmes- sung muss gewartet werden, bis die Anzahl der Messwerte größer als  $N_{eff}$  ist, damit die gleitende Effektivwertberechnung beginnen kann.

$$R_{eff}[n] = \sqrt{\frac{1}{N_{eff}} \cdot \sum_{i=n-N_{eff}+1}^{i=n} 1 \cdot r^2[i]} \quad (6.37)$$

Danach wird für jeden Abtastschritt der Kurzzeit-Effektivwert  $R_{eff}[n]$  berech- net. In Kapitel 7.2 wurde zu Beginn der ersten Ruhephase nach Formel 6.37 im Zeitfenster  $3\text{ s} \leq t \leq 4\text{ s}$  ein Bezugswert  $R_{effRuhe}$  berechnet. Der Vergleich von  $R_{effRuhe}$  und  $R_{eff}$  ermöglicht die Unterscheidung von Ruhe- und von Störpha- sen. Mit Hilfe von empirisch bestimmten Grenzwerte erfolgt die Umschaltung. In einer späteren Ruhephase sollte der Bezugswert  $R_{effRuhe}$  überprüft und ggf. nachgeführt werden.

Nach Erkennen einer Störphase wird die Ruhephase verlassen und der Wert der Variablen „Schalter“ wechselt von Eins auf Null. Die Phasenlaufzeit  $\tau_I$  des Integrators ist zu berücksichtigen.

$$\text{Wenn } R_{eff}[n] > R_{effRuhe} \cdot SchwelleS \quad (6.38)$$

$$\text{wird } Schalter[n - \tau_I] = 0$$

und die Ruhephase wird erkannt,

$$\text{wenn } R_{eff}[n] < R_{effRuhe} \cdot SchwelleR \quad (6.39)$$

$$\text{d.h. wird } Schalter[n - \tau_I] = 1. \quad (6.40)$$

Praktisch kann der Störschwellwert zum Beispiel auf  $SchwelleS = 2,0$  und zur Erkennung einer Ruhephase der Ruheschwellwert auf  $SchwelleR = 1,8$  festgelegt werden. Eine Hysterese ist bei der Umschaltung sinnvoll. Die Anpassung der Schwellwerte muss während der Entwicklungsphase des Messsystems für jede Messung und für jeden Sensor durchgeführt werden. Erst nach umfangreicher Untersuchung von Änderungen der Übertragungsfunktionen  $G_s$  und  $G_v$  während einer Messung und der Varianz der Sensorsignale können die Schwellwerte aufgrund einer fundierten Datenbasis allgemeingültig festgelegt werden. Eine schnelle und genaue Erkennung der Störphase ist für das Einschwingverhalten der adaptiven Filter wichtig. Wenn die Umschaltung zu spät erfolgt, werden die Filterkoeffizienten verstellt, was dann nach erfolgter Umschaltung falsche Filterergebnisse liefert und einen längeren Einschwingvorgang verursacht. In Kapitel 7.2 werden einige Ergebnisse vorgestellt.

#### 6.8.4. Konstanthalten von $G_{w1}$ in der Ruhephase

Die ersten, hier nicht gezeigten Untersuchungen haben die Annahme bestätigt, dass die Filterkoeffizienten des zweiten adaptiven Filters  $G_{w1}$  während einer Ruhephase konstant gehalten werden müssen. Andernfalls verstellt das in R enthaltene Ruherauschen die Filterkoeffizienten von  $G_{w1}$ . Durch das Konstanthalten ist ein Einschwingvorgang zu Beginn der folgenden Störphase vermeidbar. Während einer Ruhephase wird nur  $G_s$  adaptiv berechnet. Zu Beginn der Störphase werden die am Ende der letzten Störphase gespeicherten Koeffizienten von  $G_{w1}$  als aktueller Startwert verwendet.

### 6.8.5. Festlegung der maximalen Einschwingzeit von $G_{w1}$

In [Moschytz2000] S.111 werden zur Charakterisierung des LMS-Algorithmus die Größen Überschussfehler  $J_{ex}$  (engl.: excess MSE) und Fehleinstellung  $M_{LMS}$  (engl.: misadjustment) eingeführt. Der Überschussfehler ist die Abweichung der Lernkurve bzw. des MSE vom möglichen Minimum  $J_{min}$  der Wiener-Lösung. Die Fehleinstellung  $M_{LMS}$  ist das Verhältnis  $J_{ex} / J_{min}$ . Sie ist proportional zu  $\mu$  und zur Filterordnung  $M$  oder  $N$  jedoch nicht abhängig von der Eingangsleistung. Die Fehleinstellung und die Konvergenzzeit (Einschwingzeit) des Filters sind gegenläufig. Somit ist eine gute Nutzsignalrekonstruktion nur mit einer langen Einschwingzeit bzw. ein schnelles Nachführverhalten nur bei höherer Fehleinstellung erreichbar. Für stationäre periodische Störsignale wie z.B. 50 Hz-Störungen in einem ortsfesten Aufbau ist die Nutzsignalrekonstruktion optimal einstellbar. Bei der hier gewünschten Eliminierung von Bewegungsstörungen soll durch Vorgabe von geeigneten Startwerten für das Filter  $G_{w1}$  die Einschwingzeit verringert oder der Einschwingvorgang minimiert werden. In diesem Fall kann der Konvergenzparameter klein dimensioniert werden, ohne dass sich die Wirkung des Filters verschlechtert. Welche Einschwingzeit tolerabel ist, hängt davon ab, wie schnell sich die Übertragungsfunktion  $G_V$  ändert und welche Lernphase als akzeptabel betrachtet wird. Bei einem Sensor mit konstantem  $G_V$  kann die Einschwingzeit von  $G_{w1}$  deutlich größer als z.B. eine Sekunde eingestellt werden.

### 6.8.6. Bewertung der Störunterdrückungsergebnisse

Im Kapitel 7.1 wird beschrieben, wie die Filtereigenschaften und Parameter anhand von simulierten Daten untersucht und optimiert wurden. Mit einem bekannten Nutzsignal als Bezugsgröße konnten die Filterergebnisse objektiv bewertet werden. Der Effektivwert bzw. die Signalenergie von  $S$  und von  $V$  waren frei einstellbar. Mit einer Störsignalfrequenz unterhalb von 10 Hz ließ sich auch die Bandüberlappung von Nutz- und Störsignal simulieren. Der Datensatz wurde nach dem Signalkoppelmodell in Abbildung 6.2 und abgeleitet vom gemessenen Datensatz in Abbildung 7.8 generiert.

Zuerst wurde aus einem gemessenen PPG-Pulsschlag in bestmöglicher Ruhe eine periodische Folge von exakt gleichen Pulsschlägen als erstes Nutzsignal  $S_1$  erzeugt. Dann wurde nach Formel 6.4 mittels der Übertragungsfunktion  $G_s$



## 6.8. Zweistufiges adaptives Filter mit Referenzsignalschätzung

das zweite Nutzsignal

$$S_2 = G_S \cdot S_1$$

berechnet. Anschließend wurden die Störsignale  $V_1, V_2$  mit  $G_V$

$$V_2 = G_V \cdot V_1$$

als periodische Signale mit mehreren Harmonischen berechnet. Danach wurden die zwei Messsignale

$$X_1 = S_1 + V_1$$

und

$$X_2 = S_2 + V_2$$

berechnet. Diese Signale wurden zur Optimierung der adaptiven Filter genutzt. Vor der Berechnung des Fehlereffektivwertes  $U_{WF}$  nach Formel 6.41 mussten die Phasenlaufzeiten zwischen den Eingangssignalen  $S_1, S_2$  und den Ausgangssignalen  $\hat{S}_1, \hat{S}_2$  bestimmt und kompensiert werden. Anschließend wurde in der ersten Störphase im eingeschwungenen Zustand nach Formel 6.41 der Fehlereffektivwert  $U_{WF}$  für beide Nutzsignale berechnet.  $N$  ist die Anzahl der zur Berechnung verwendeten Werte in der Störphase mit  $T_{Stoer}$  als Dauer der Störphase und  $f_s$  der Abtastfrequenz des Messsystems. Je kleiner der Wert für  $U_{WF}$  wird, desto besser hat die Störsignalunterdrückung funktioniert. In Kapitel 7.1 sind weitere Untersuchungen zur Qualität der Störsignalunterdrückung zu finden.

$$U_{WF} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (u_{\hat{S}}[n] - u_S[n - (D_0 + D_1)])^2} \quad (6.41)$$

mit  $N = \text{round}(f_s \cdot T_{Stoer})$



## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

In Kapitel 3 wurde bei Bewegung des Probanden das PPG gegenüber anderen Sensoren zur Pulsmessung favorisiert. In Kapitel 4 wurde der Messort Stirn für die mobile Pulsmessung als geeignet befunden. Anschließend wurden in Kapitel 6 die Grundlagen zur Störsignalunterdrückung mittels digitaler Signalverarbeitung beschrieben. Im Kapitel 5 wurde ein an der Stirn tragbarer PPG-Sensor zur Pulsmessung vorgestellt und dessen Eigenschaften untersucht.

In diesem Kapitel werden Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen mit der im Kapitel 6.8.1 eingeführten zweistufigen adaptiven Filterstruktur vorgestellt. Abbildung 7.1 zeigt die hier verwendete vereinfachte Filterstruktur mit den dazugehörigen Parametern. Alle adaptiven Filter hatten die Ordnung Null.

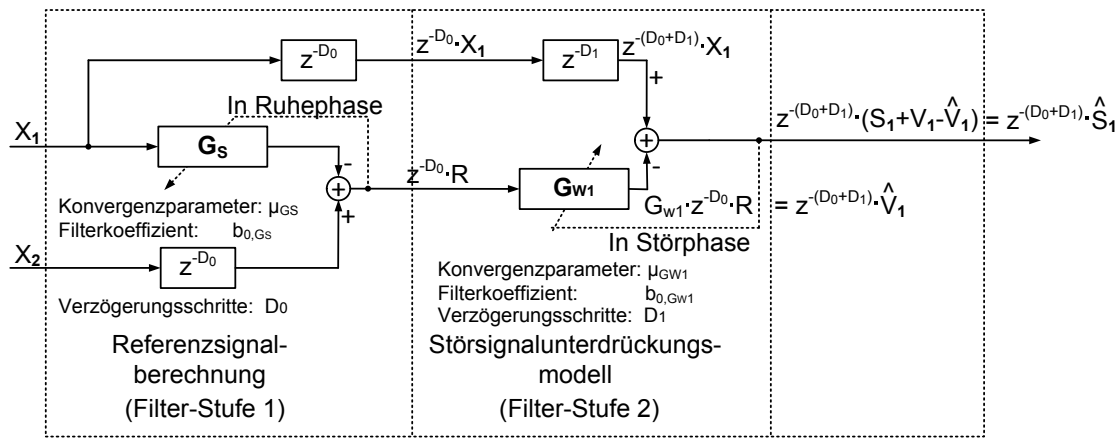


Abbildung 7.1.: Struktur zur Störsignalunterdrückung mit zwei adaptiven Filtern.

Anhand von praxisnah simulierten Daten wurden im Abschnitt 7.1 die Eigenschaften der Filter mit den Übertragungsfunktionen  $G_S(z)$  und  $G_{W1}(z)$  untersucht und die Parameter optimiert. In Kapitel 7.2 werden erste Ergebnisse von an der Stirn durchgeführten Messungen mit Bewegungsstörsignalen vorgestellt. Dafür wurden mit einem Schwingungserreger definierte sinusförmige

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

Störsignale erzeugt. Ergänzende Informationen zu den Untersuchungen befinden sich im Anhang A.4. Es wurde anhand von gemessenen Daten überprüft, ob Linearität und Additivität bei der Störsignalkopplung gegeben sind.

Für die Messungen wurde die im Anhang B.7 beschriebene ältere Version des PPG-Sensors verwendet. Der PPG-Sensor in Abbildung 7.2 (rechts) wurde wie in Abbildung 7.2 (links) bzw. wie in Abbildung 7.9 an der linken Stirn über dem Auge platziert. Der Beschleunigungssensor und auch der Drucksensor wurden am Stirnband befestigt.

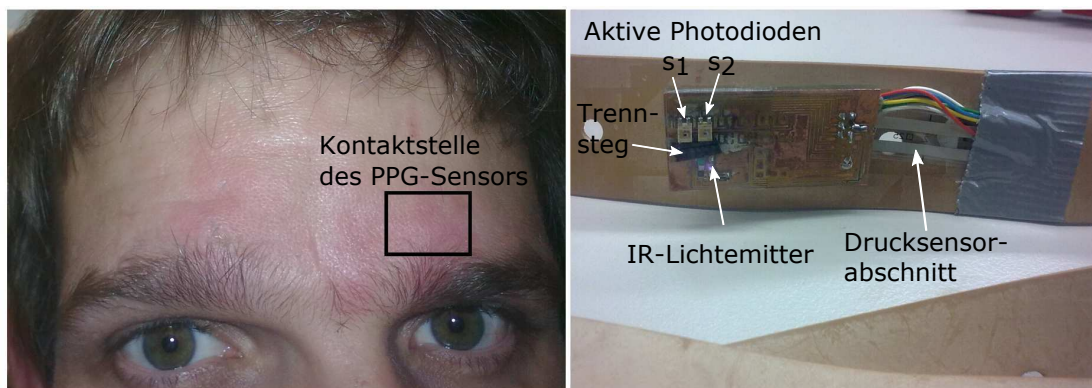


Abbildung 7.2.: Ansicht des Messortes an der Stirn (links) und des Pulssensors mit aktiver Photodiode (LTV) (rechts).

### 7.1. Filterparameter und Ergebnisse mit simulierten Daten

In diesem Kapitel wurde die Funktion der zwei adaptiven Filter in Abbildung 7.1 anhand von simulierten Daten getestet und optimiert.

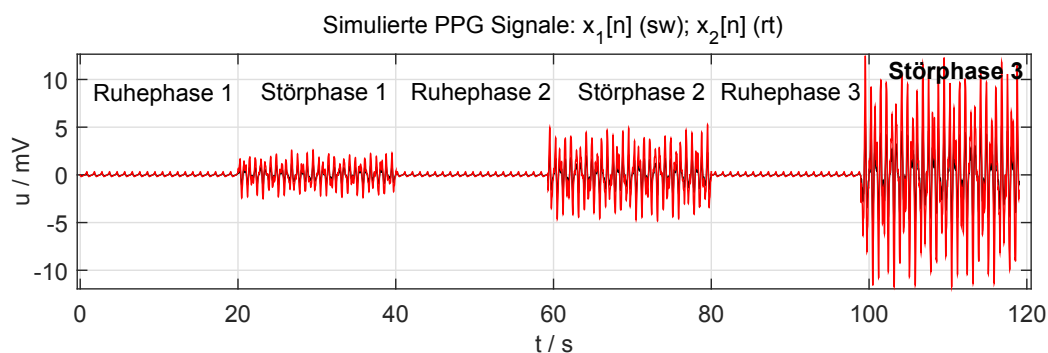


Abbildung 7.3.: Simulierte PPG-Signale mit Störsignalbeeinflussung.

Der in MATLAB simulierte Datensatz in Abbildung 7.3 wurde an die Messergebnisse in Abbildung 7.8 angelehnt. Die simulierten PPG-Signale  $x_1[n]$  und  $x_2[n]$  waren mittelwertfrei und bandbegrenzt zwischen  $0,8 \text{ Hz} \leq f \leq 15 \text{ Hz}$ . Der 2s-Effektivwert des simulierten nicht sinusförmigen Nutzsignals  $S_1$  in Ruhe wurde auf  $1,0 \text{ mV}$  festgelegt. Die verwendeten Signale  $X_1, X_2, R, G_s X_1, G_{w1} R$  wurden in Millivolt und im Wertebereich  $0,01 \leq U_{eff,AC}/\text{mV} \leq 50$  definiert. Der Konvergenzparameter hat die Einheit  $[\mu] = 1/(\text{mV})^2$ . Das simulierte Störsignal wurde als Summe aus vier sinusförmigen Signalen mit unterschiedlicher Amplitude, Frequenz und Phasenwinkel gebildet. Die Frequenzen des Störsignals wurden angelehnt an das Amplitudenspektrum eines durch Kopfwackeln erzeugten Störsignals. So sind realitätsnahe Bedingungen gegeben. In Abbildung 7.4 werden beispielhaft zwei Amplitudenspektren mit und ohne Bewegungsstörungen gezeigt. Im verwendeten gemessenen Datensatz war die Ruhephase für die Berechnung des Amplitudenspektrums ohne Störungen 60 Sekunden und die Störphase mit Kopfwackeln sieben Sekunden lang. Die Abtastfrequenz der Rohdaten betrug  $f_s = 1,2 \text{ kHz}$ . Eine hohe Abtastfrequenz ermöglicht den Ausgleich von sehr kleinen Phasenverschiebungen zwischen den Signalen. Allgemein ist bei den auftretenden Nutzsignalfrequenzen unter  $20 \text{ Hz}$  eine Abtastfrequenz von  $200 \text{ Hz}$  angemessen und spart Rechenleistung bei der Signalverarbeitung.

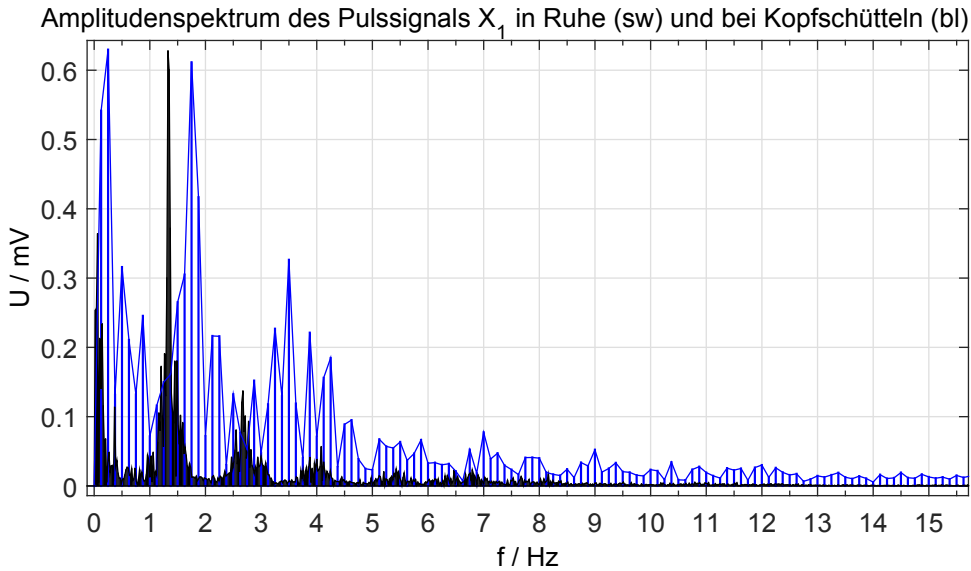


Abbildung 7.4.: Beispiel eines Amplitudenspektrums von  $X_1$  in Ruhe (schwarz) und mit Kopfwackeln gestört (blau), gemessener Datensatz.

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

In Tabelle A.3 im Anhang A.1.3 sind die verwendeten Parameter für den simulierten Datensatz zusammengefasst. Das simulierte Störsignalspektrum weist eine Überlappung mit dem Nutzsignalspektrum auf. Es wurde kein unkorreliertes Rauschen überlagert, da das Filter  $G_{w1}$  kein unkorreliertes Rauschen entfernen kann. Der PPG-Pulssensor wurde auf einen möglichst großen Signal-zu-Rauschabstand optimiert. Ein Wert für ein in Ruhe bestimmtes SNR ist in Formel 7.3 ersichtlich. Durch physiologische oder technische Gegebenheiten ist auch eine Phasenverschiebung zwischen den gemessenen Eingangssignalen des Filters möglich. Dieser Aspekt wurde in der Simulation nicht berücksichtigt. Technische Ursachen wurden weitestgehend ausgeschlossen. Bei Messungen mit dem Biosignalverstärker g.USBamp spielt diese Überlegung keine Rolle.

In Kapitel 6.7.1 wurde beschrieben, dass der Konvergenzparameter bei vorgegebener Einschwingzeit an die Größe des anliegenden Referenzsignals angepasst werden muss. In Abbildung 7.1 wurde ein Konvergenzparameter  $\mu_{G_S}$  für das Filter mit der Übertragungsfunktion  $G_S(z)$  und  $\mu_{G_{w1}}$  für  $G_{w1}(z)$  definiert. In Abbildung 7.6 wurde  $\mu_{G_S} = 0,01 / (mV)^2$  mit einer Einschwingzeit  $t_{0,90} \approx 1,5 s$  und in Abbildung 7.7 das  $\mu_{G_{w1}} = 0,001 / (mV)^2$  mit  $t_{0,90} \approx 6 s$  gewählt.

Die Übertragungsfunktionen  $G_S(z)$  und  $G_V(z)$  wurden aus den Messergebnissen im eingeschwungenen Zustand bestimmt und für die Simulation ähnliche gerundete Werte verwendet. Im Anhang A.4 ist die Vorgehensweise für die Übertragungsfunktion  $G_V(z)$  näher erläutert. Wenn für den Koeffizienten des Filters  $G_S(z)$  der in der Simulation vorgegebene Wert (1,6) eingesetzt wird, ist der 2s-Effektivwert  $U_{R,eff}$  von  $R(z)$  in Abbildung 7.6 (unten) exakt Null bzw. im Bereich der numerischen Genauigkeit des Computers. Demnach sind in Ruhe die zwei Signale  $X_2(z)$  und  $G_S(z) \cdot X_1(z)$  identisch und das Referenzsignal  $R(z)$  ist Null. Damit ist die fehlerfreie Funktion des Filters  $G_S(z)$  anhand von simulierten Signalen nachgewiesen. Mit dem in Abbildung 7.6 dargestellten Einschwingvorgang von  $G_S(z)$  wurde am Ende der Ruhephase 1 ein Wert von  $U_{R,eff} < 10^{-3} mV$  erreicht. Das bedeutet, dass der Einschwingvorgang nach 20 s noch nicht vollständig abgeschlossen war bzw. dass ein Restrauschen vorhanden ist. In der Störphase 1 ab  $t = 20 s$  steigt der 2s-Effektivwert von  $R(z)$  auf  $U_{R,eff} = 0,346 mV$  an.

## 7.1. Filterparameter und Ergebnisse mit simulierten Daten

Das Einschwingen von  $G_S(z)$  in Abbildung 7.6 wird bewusst gezeigt, da es bei jedem Anlegen des Sensors an die Haut ein „Lernintervall“ für den Software-Algorithmus geben muss. Die Lernphase kann mit Vorgabe von geeigneten Startwerten für den Filterkoeffizienten  $b_{0,Gs}$  verkürzt werden. Praktisch kann bei Filterordnung Null in der Ruhephase der Startwert als Quotient der Effektivwerte von  $U_{X2} = S_{2,eff}$  und  $U_{X1} = S_{1,eff}$  berechnet werden.

Im Simulationsbeispiel in Abbildung 7.6 unten wurden die Werte kurz nach dem Start der Effektivwertberechnung bei  $t = 2,2\text{ s}$  abgelesen. Als Startwert ergab sich  $b_{0,Gs} = S_{2,eff}/S_{1,eff} = 0,144\text{ mV}/0,090\text{ mV} = 1,6$ . Dieser Startwert entspricht, dem vorgegebenen Wert für  $G_S(z)$ . In der Störphase werden die Filterkoeffizienten von  $G_S(z)$  konstant gehalten und das berechnete  $R(z)$  ist das störungskorrelierte Referenzsignal. Die Form des simulierten Störsignals wird, wie in der Detailansicht in Abbildung 7.5 unten ersichtlich ist, mit dem Referenzsignal  $R(z)$  ideal geschätzt. Die zwei Zeitfunktionen  $1,43 \cdot r[n - D_0]$  und  $v_1[n - D_0]$  sind identisch. Der Faktor 1,43 gleicht dem Filterkoeffizienten  $b_{0,Gw1}$  von  $G_{W1}(z)$ .

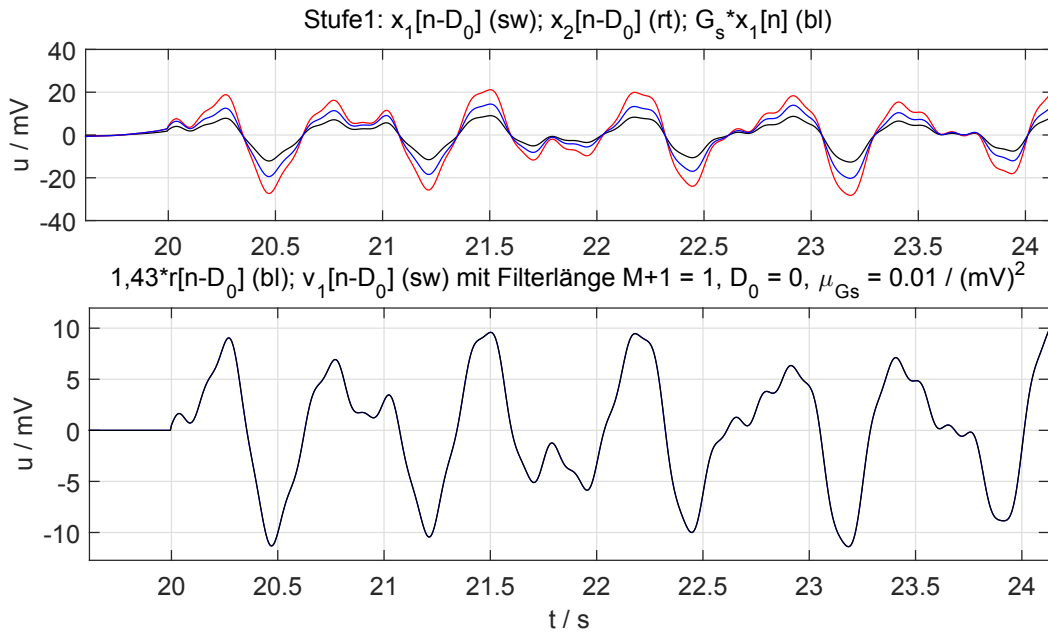


Abbildung 7.5.: Formgleichheit von  $1,43 \cdot R$  und  $V_1$  (beide unten) bei simulierten Daten.

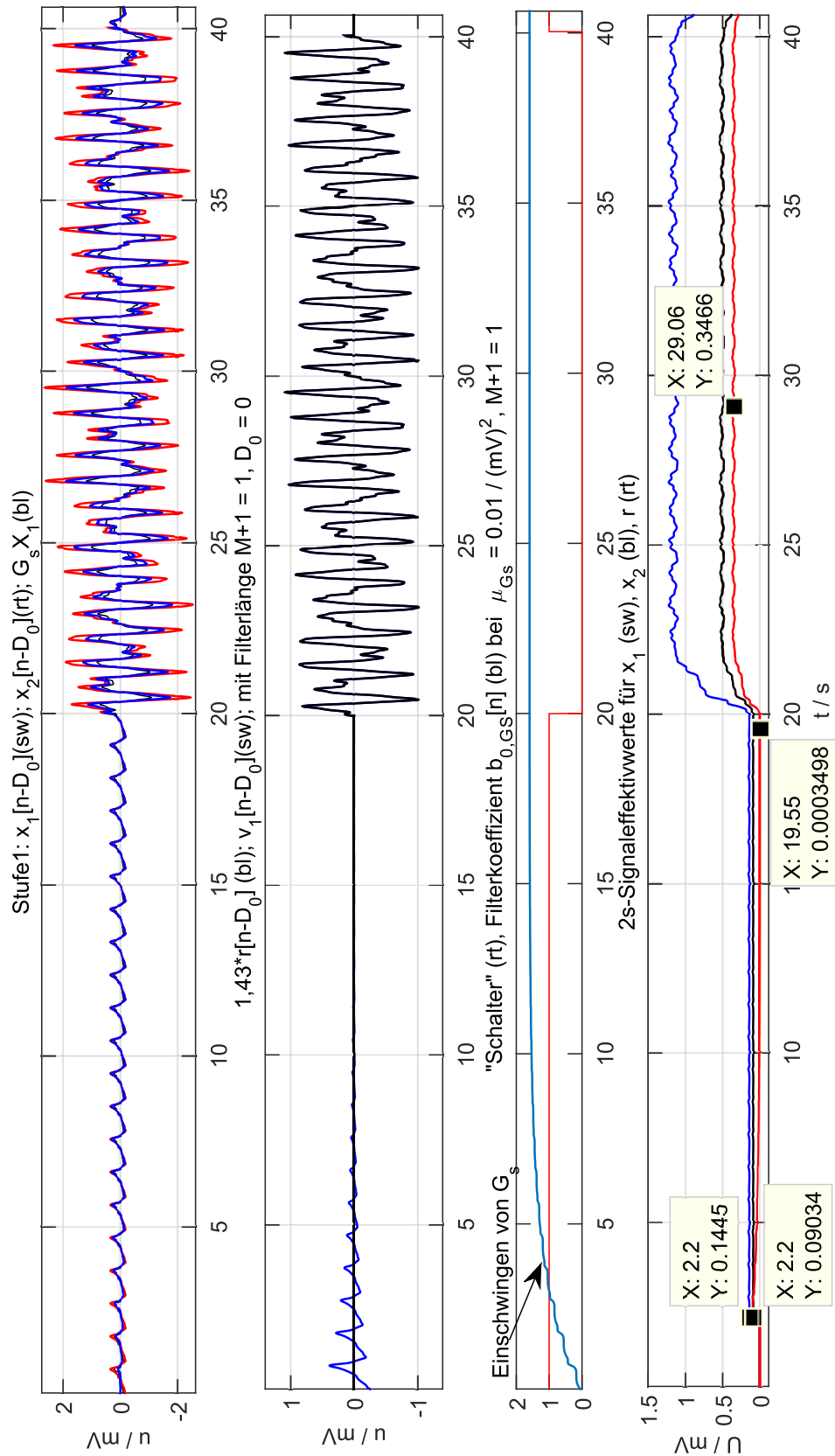


Abbildung 7.6.: Berechnung von R mit simulierten Daten.



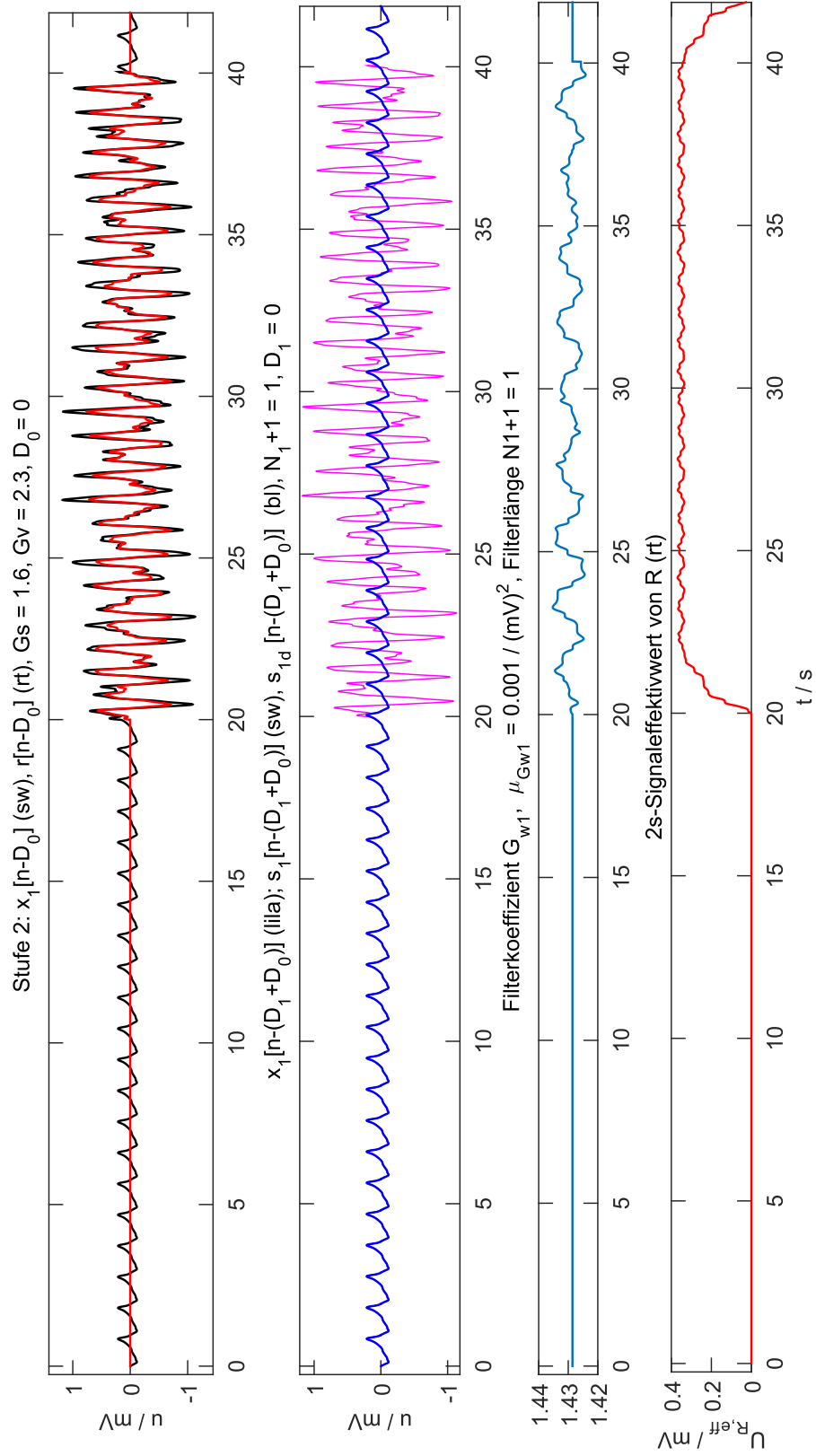


Abbildung 7.7.: Nutzsignalrekonstruktion  $\hat{s}_1$  mit adaptivem Filter mit Übertragungsfunktion  $G_{W1}$  und simulierten Daten.

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

In Abbildung 7.7 (Mitte, blaue Kurve) ist erkennbar, dass auch bei einem konstanten  $\mu_{Gw1}$  und mit Vorgabe eines geeigneten Startwertes für den Filterkoeffizienten der Übertragungsfunktion  $G_{W1}(z)$  das Nutzsignal  $\hat{s}_1[n - (D_1 + D_0)]$  (blau) formgleich mit  $s_1[n - (D_1 + D_0)]$  (schwarz, durch blau verdeckt) aus dem stark gestörten Messsignal rekonstruiert wird. Durch Vorgabe von geeigneten Startwerten für die Filterkoeffizienten befindet sich das System im eingeschwungenen Zustand und entfernt Bewegungsstörungen sofort. Der Filterkoeffizient ändert sich adaptiv nur in sehr engen Grenzen um den Wert 1,43.

Es wurde weiterhin untersucht, wie der Konvergenzparameter  $\mu_{Gw1}$  das Einschwingverhalten, d.h. die  $t_{0,90}$ -Einschwingzeit des Filters  $G_{W1}(z)$  beeinflusst. Der Konvergenzparameter  $\mu_{Gw1}$  muss nach Formel 6.28 so eingestellt werden, dass adaptiv schnell genug auf Änderungen der Übertragungsfunktion  $G_V(z)$  reagiert werden kann. Auch die Größe des Störsignals  $V(z)$  hat Einfluss auf die Wahl von  $\mu_{Gw1}$ .

Nach ersten Untersuchungen mit an der Stirn gemessenen Daten hatte sich gezeigt, dass eine Einschwingzeit<sup>1</sup>  $1\text{ s} \leq t_{0,90} \leq 10\text{ s}$  praktikabel ist. Eine zu kurze Einschwingzeit z.B.  $t_{0,90} < 1\text{ s}$  führt zum Überschwingen der adaptiven Filter. Um allgemeingültige Anforderungen an das Einschwingverhalten der Filter festlegen zu können, müssen weitere praktische Versuche zur Veränderung von  $G_S(z)$  und  $G_V(z)$  durchgeführt werden. Eine umfangreiche Erforschung von Ursachen für eine mögliche Veränderung der Übertragungsfunktionen  $G_V(z)$  und  $G_S(z)$  erfolgte noch nicht im Rahmen dieser Arbeit.

Mit Hilfe der physikalischen Größengleichungen nach Formel 7.1 und Formel 7.2 kann aber ein Zahlenwert in der richtigen Größenordnung für  $\mu_S$  und  $\mu_{Gw1}$  geschätzt werden. Bei größeren Veränderungen der Signaleffektivwerte von  $X_1$  und  $X_2$  können die Konvergenzparameter korrigiert werden. In den Ruhephasen wird nur  $\mu_S$  und in den Störphasen nur  $\mu_{Gw1}$  überprüft und ggf. angepasst. Bei der Pulsmessung mit kleinen Beschleunigungen hatte  $G_S(z)$ , wie in Tabelle 7.1 dokumentiert, in allen drei Ruhephasen einen konstanten Wert. Das ist ein erster Hinweis, dass nach Berechnung von geeigneten Startwerten in einer

---

<sup>1</sup>Mit Vorgabe von geeigneten Startwerten für  $G_{W1}(z)$  und bei konstantem  $G_V(z)$  und  $G_S(z)$ .

## 7.2. Untersuchung von Messdaten mit 10 Hz - Bewegungsstörungen

„Lernphase“ die Einschwingzeiten der zwei Filter vergrößert werden könnten. Die adaptive Anpassung der Filterkoeffizienten wäre noch schnell genug, um auf Veränderungen der Übertragungsfunktionen zu reagieren.

Die Schätzformeln 7.1 und 7.2 wurden durch Untersuchungen mit den simulierten Daten und im konkreten Fall anhand der Zahlenwerte in Tabelle A.4 ermittelt. Formel 7.1 ist bei den Parametern aus Tabelle A.3 und dem Effektivwert  $U_{X1}$  in Millivolt für erste Berechnungen anwendbar.

$$\mu_{Gs} = \frac{1}{100 \cdot U_{X1}^2} \quad (7.1)$$

Das Referenzsignal  $R(z)$  lässt sich nach Formel 6.28 berechnen und ist eine Funktion von  $G_S(z)$ ,  $G_V(z)$  und vom Störsignal  $V(z)$ .  $R(z)$  ist für  $G_{w1}(z)$  das Referenzsignal. Formel 7.2 ist eine Schätzformel für  $\mu_{Gw1}$  und kann zur dynamischen Anpassung von  $\mu_{Gw1}$  verwendet werden.

$$\mu_{Gw1} = \frac{1}{1000 \cdot U_R^2} \quad (7.2)$$

## 7.2. Untersuchung von Messdaten mit 10 Hz - Bewegungsstörungen

In diesem Kapitel werden gemessene Daten zur Filterung verwendet. Mit einer mechanischen sinusförmigen Anregung wurden während einer Pulsmessung in Ruhe 10 Hz - Bewegungsstörungen am Kopf erzeugt. Im Anhang A.4 sind die Versuchsbedingungen genauer beschrieben. Der Pulssensor in Abbildung 7.2 wurde an der Stirn mit einem Druck von  $p \approx 4 \text{ kPa}$  angelegt. So wurde nicht die maximal erreichbare Amplitude des Nutzsignals  $s[n]$  in Ruhe erreicht, aber es konnte mit dem Schwingungserreger ein sinusförmiges Störsignal mit definierter Frequenz am Pulssensor erzeugt werden.

Der Druck auf die Arterien und eine eventuelle Deformation der Blutgefäße war gering. Abbildung 5.3 zeigt eine Messung, die veranschaulicht, wie stark die Nutzsignalamplitude durch den Druck verändert werden kann. Hier wurden zugunsten der Additivität und Linearität kleinere Nutzsignalamplituden mit möglichst hohem SNR beim Ruhe-PPG in Kauf genommen.

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

Der Kopf wurde wie in Abbildung 7.9 im Sitzen rückwärts auf dem Schwingungserreger abgelegt und möglichst entspannt während der Messung in dieser Position gehalten. Die Stirn und der Pulssensor zeigten in Bewegungsrichtung nach oben. Abbildung 7.8 zeigt den gemessenen, ungefilterten Datensatz, der ein Brustwand-EKG-, zwei PPGs- und ein Drucksignal enthält. Es gibt im Datensatz drei Ruhephasen ohne und drei Störphasen mit eingepprägten 10 Hz - Störungen.

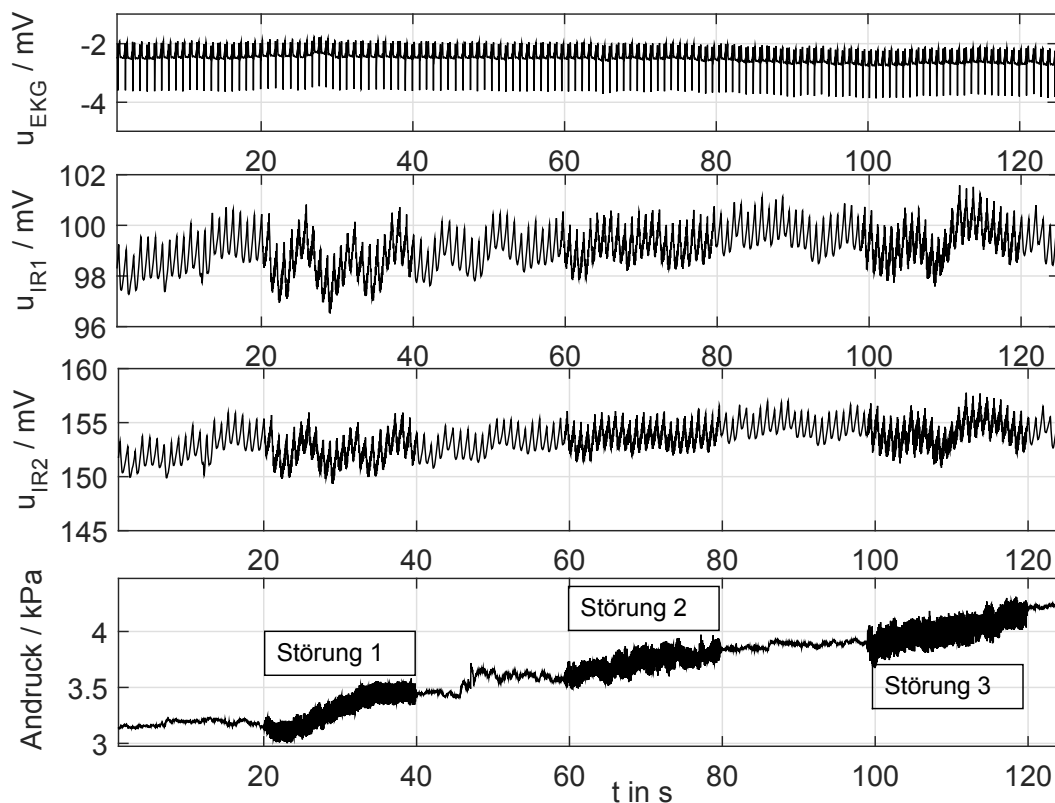


Abbildung 7.8.: Rohsignale der Pulsmessung an der Stirn mit 3 Störphasen.

Während der ersten Ruhephase traten kleine unerwünschte Artefakte auf. In der ersten und zweiten Störphase wurde die Reproduzierbarkeit mit der gleichen Störung überprüft. In der dritten Störphase wurde die Störsignalamplitude vergrößert, um die Einhaltung der Linearität und der Additivität zu überprüfen. Die Störsignalunterdrückung erfolgte anhand der Filterstruktur in Abbildung 7.1. Die Parameter des adaptiven Filters sind in Tabelle A.5 im Anhang A.1.4 zusammengefasst und wurden für den gemessenen Datensatz optimiert.

### 7.2.1. Bestimmung des Ruhe-SNR von $X_1$ bei sinusförmigem Störsignal

Zur Bestimmung des Ruhe-SNR in diesem Datensatz wurde ein MATLAB-Algorithmus verwendet, der aus 18 Pulsschlägen im Zeitintervall von  $40\text{ s} \leq t \leq 58\text{ s}$  für jeden Pulsschlag ein Polynom mit Ordnung 20 berechnet. Mit diesem Polynom wurde für jeden Pulsschlag ein ideales, d.h. rauschfreies Nutzsignal approximiert und der Effektivwert des Nutzsignals berechnet. Das Rauschen wurde mit dem Effektivwert des Differenzsignals aus gemessenem und approximiertem Nutzsignal bestimmt.

Aus den ermittelten 18 Effektivwerten wurde ein Mittelwert für das Nutzsignal  $\bar{U}_{S1,eff,Ruhe}$  und das Rauschen  $\bar{U}_{N1,eff,Ruhe}$  berechnet. Die Effektivwerte wurden jeweils über dem kürzesten RR-Zeitabstand der 18 Pulsschläge berechnet. Das Ruhe-SNR in Formel 7.3 ist das nicht logarithmische Verhältnis der Signalleistungen des gemessenen PPG-Signals  $X_1$ . Es betrug:

$$SNR = \left( \frac{\bar{U}_{S1,eff,Ruhe}}{\bar{U}_{N1,eff,Ruhe}} \right)^2 = \left( \frac{0.21136\text{ mV}}{0.0031123\text{ mV}} \right)^2 = (67,9)^2 = 36,6\text{ dB.} \quad (7.3)$$

Dieser Wert war noch nicht zufriedenstellend, so dass der PPG-Sensor technisch weiter optimiert wurde, um in Ruhe ein höheres SNR zu erreichen.

### 7.2.2. Bestimmung von $G_S$ in einer Ruhephase

Mit der Filterordnung  $M = N_1 = 0$  kann  $G_S$  als Übertragungsfaktor aus den Kurzzeit-Effektivwerten von  $X_1$  und  $X_2$  in einer Ruhephase geschätzt werden.  $G_S$  kann sich durch einen abweichenden Messort oder hauptsächlich durch Varianz der physiologischen Messbedingungen verändern.

Das Anhalten der Luft über mehrere Sekunden hatte z.B. Einfluss auf das  $G_S$ . Es ist von einem zeitinvarianten  $G_S$  auszugehen, wenn bei gemessenen Signalen mit hohem SNR in Ruhe die Filterkoeffizienten von  $G_S$  in Ruhephasen und im eingeschwungenen Zustand nicht konstant sind.

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

Tabelle 7.1.: Ergebnisse der Bestimmung von  $G_S$  nach Abbildung 7.8

Signalausschnitt	$U_{eff,X1}/mV$	$U_{eff,X2}/mV$	$G_S$
1.Ruhephase 1s-19s	0,23	0,37	1,60
2.Ruhephase 40s-58s	0,20	0,32	1,60
3.Ruhephase 80s-98s	0,22	0,35	1,61

Anhand der zweiten und dritten Ruhephase wurde überprüft, ob sich  $b_{0,G_S}$  nach den Störphasen verändert hat. Es wird angenommen, dass  $G_S$  während einer Störphase konstant ist. Wenn sich  $G_S$  während einer Störphase verändert, wird die Berechnung von  $R$  in Z-Richtung fehlerhaft. In Tabelle 7.1 zeigen die Stichprobenwerte, dass  $G_S$  in diesem Experiment auch in den drei Störphasen konstant war. Sofern sich  $G_S$  in Ruhe nicht verändert, sollte sich im eingeschwungenen Zustand auch der Filterkoeffizient  $b_{0,G_S}$  nicht verändern. Das kann sich in einer praktischen Anwendung des PPG-Sensors anders verhalten als hier im Versuch mit simulierten Störsignalen.

### 7.2.3. Bestimmung von $G_V$ bei 10 Hz-Bewegungsstörungen

In dieser Untersuchung wurden definierte Bewegungsstörungen am Hinterkopf erzeugt, um mit digitaler Filterung der gemessenen Abtastwerte  $x_1[n]$  und  $x_2[n]$  das Nutz- und Störsignal trennen zu können. Die Vorgehensweise wird im Anhang A.4 noch näher erläutert. Zur Bestimmung von  $b_{0,G_V}$  wurden die 10 Hz-Störsignale mit einem Bandpassfilter  $9\text{ Hz} \leq f \leq 11\text{ Hz}$  aus den gemessenen Signalen  $x_1[n]$  und  $x_2[n]$  extrahiert. Anschließend wurde gleitend der 2s-Effektivwert berechnet und der Mittelwert über den einzelnen Phasen sowie das  $G_V$  berechnet. In Tabelle 7.2 sind die Ergebnisse zusammengefasst.

In der dritten Störphase wurde der Strom des Schwingungserregers um Faktor 1,5 vergrößert, um anhand der gemessenen Daten in Kapitel 7.2.4 die Einhaltung der Linearität bei der Störsignaleinkopplung überprüfen zu können. Anhand des relativ konstanten  $G_V$  kann festgestellt werden, dass die Linearitätsbedingung bei den simulierten Störungen erfüllt ist.



Abbildung 7.9.: Erzeugung einer 10 Hz-Bewegungsstörung mit einem Schwingungserreger am Hinterkopf.

Tabelle 7.2.: Gemittelte Effektivwerte von  $V$  (10 Hz) zur Bestimmung von  $G_V$

Signalausschnitt	$U_{eff,10\text{ Hz},V1}/mV$	$U_{eff,10\text{ Hz},V2}/mV$	$G_V$
1.Ruhephase 1s-20s	0,008	0,013	-
2.Ruhephase 40s-59s	0,006	0,011	-
3.Ruhephase 80s-99s	0,006	0,010	-
1.Störphase 21s-39s	0,185	0,428	2,31
2.Störphase 60s-78s	0,169	0,402	2,37
3.Störphase 100s-119s	0,232	0,556	2,39

Eine weitere Möglichkeit zur Schätzung von  $G_V$  wurde in Formel 6.34 in Kapitel 6.7.5 vorgestellt. Anhand des hier gemessenen Datensatzes wurde diese Möglichkeit überprüft. Es wurde mit gemittelten Effektivwerten gerechnet, die über der gesamten Ruhephase 2 und der gesamten Störphase 2 in Abbildung 7.8 berechnet wurden. Das Ergebnis  $G_V \approx 2,31$  in Formel 7.4 und in Tabelle 7.2 zeigt, dass die Bestimmung von  $G_V$  mit Formel 7.4 möglich ist.

$$G_V \approx \frac{\sqrt{X_{2,eff,Stoer}^2 - X_{2,eff,Ruhe}^2}}{\sqrt{X_{1,eff,Stoer}^2 - X_{1,eff,Ruhe}^2}} = \frac{\sqrt{0,6424^2 - 0,4765^2}}{\sqrt{0,3493^2 - 0,2955^2}} = 2,31 \quad (7.4)$$

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

Bei kleinen Störsignalamplituden war  $G_V$  in allen drei Störphasen näherungsweise konstant. Eine praktische Messung mit größeren Störsignalamplituden wird in Kapitel 7.3 vorgestellt. Hier muss eingeschränkt werden, dass sich der Proband während des gesamten Experimentes in Ruhe befand und dass die Störung durch eine externe Energiequelle erzeugt wurde. Bei praktischen Messungen wird sich das Nutzsignal durch Bewegung des Probanden selbst verändern.

Formel 7.4 wurde noch nicht mit praktisch auftretenden Messsignalen evaluiert. Eine Untersuchung, ob und wie sich  $G_V$  bei verschiedenen Bewegungsstörungen verändert, muss anhand von praktischen Versuchen durchgeführt werden. Dabei ist z.B. die Frage interessant, ob zwischen den zwei Nutz- und zwischen den zwei Störsignalen unterschiedliche, physiologisch bedingte Phasenverschiebungen auftreten. Falls dies zutrifft, könnte eine höhere Filterordnung für  $G_{w1}$  notwendig sein.

Hier wurde die minimale Filterordnung Null verwendet, weil damit bessere Ergebnisse bei der Störsignalunterdrückung erreicht wurden. Mit der Filterordnung  $M = N_1 = 0$  können auftretende Phasenverschiebungen nur mit Hilfe von Verzögerungsgliedern  $z^{-D_0}$  und  $z^{-D_1}$  ausgeglichen werden. Eine Voraussetzung ist allerdings, dass  $x_2[n]$  gegenüber  $x_1[n]$  voreilt. Es wurde noch nicht experimentell untersucht, ob  $G_V$  auch eine Funktion des Druckes zwischen Sensor und Haut ist. Als Referenzsignal für die Bewegung des Kopfes wurde die Beschleunigung in drei Achsen gemessen.

Abbildung 7.10 gibt einen Überblick über das Ergebnis der Berechnung des Referenzsignals R. Alle Signale außer dem EKG wurden mit einem digitalen Bandpassfilter zwischen  $0,8 \text{ Hz} \leq f \leq 15 \text{ Hz}$  bandbegrenzt. Beim EKG lag die obere Grenzfrequenz wegen der höheren Nutzsignalfrequenzen bei  $f \leq 30 \text{ Hz}$ .

Die obere Grafik in Abbildung 7.10 zeigt die diskreten gemessenen Signale  $x_1[n - D_0]$  und  $x_2[n - D_0]$ . Es sind die drei Ruhe- und die drei Störphasen sichtbar. Die Störsignale sind hier im Vergleich zu den Nutzsignalen noch relativ klein.



Die zweite Grafik von oben zeigt das berechnete störungskorrelierte Referenzsignal  $R$ . In der ersten Ruhephase bei sieben und bei zwölf Sekunden traten evtl. durch ein Stirnrunzeln unerwünschte Artefakte auf. Sie sind im Referenzsignal (blaue Kurve) gut erkennbar.

In den Ruhephasen ist ersichtlich, dass  $r[n - D_0]$  noch stärker verrauscht ist als bei der Untersuchung mit simulierten Daten in Abbildung 7.6. Dort war  $R$  im eingeschwungenen Zustand mit geeigneten Startwerten exakt Null. Das berechnete Referenzsignal enthält noch einen pulssynchronen Signalanteil und mit der Bewegungsstörung unkorreliertes Rauschen. Das Filter  $G_{w1}$  „versucht“ dieses Rauschen als Störsignal aus  $X_1[n]$  zu entfernen und verschlechtert die Signalqualität des geschätzten Nutzsignals  $\hat{s}_1[n]$ . Aus diesem Grunde wird ein möglichst hohes SNR für  $X_1[n]$  und  $X_2[n]$  in Ruhe gefordert.

Die dritte Grafik von oben in Abbildung 7.10 zeigt den Verlauf des in den Ruhephasen adaptiv angepassten Filterkoeffizienten von  $G_s$ . Durch Vorgabe des passenden Startwertes findet kein Einschwingvorgang statt. Der Startwert wurde zuvor aus den Kurzzeit-Effektivwerten der gemessenen Stichproben  $x_1[n]$  und  $x_2[n]$  ermittelt.

In der unteren Grafik in Abbildung 7.10 ist der Zeitverlauf der gleitend berechneten 2 s-Effektivwerte von  $x_1[n]$  und  $x_2[n]$  und von  $r[n]$  dargestellt. Aus den bei  $t = 5\text{ s}$  abgelesenen Effektivwerten kann  $G_s$  praktisch geschätzt werden. Der Kurzzeit-Effektivwert von  $r[n]$  ändert sich bei den noch relativ kleinen Störsignalamplituden zwischen Ruhe- und Störphase etwa um Faktor 10. Auffällig ist, dass der Effektivwert von  $r[n]$  in den Ruhephasen nur auf etwa  $10\text{ }\mu\text{V}$  sinkt. Das wird durch das in  $r[n]$  enthaltene Rauschen verursacht. Abbildung 7.11 ist eine Detailansicht, in der die Signalformen und z.B. das Rauschen von  $r[n]$  in der Ruhephase erkennbar sind.

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

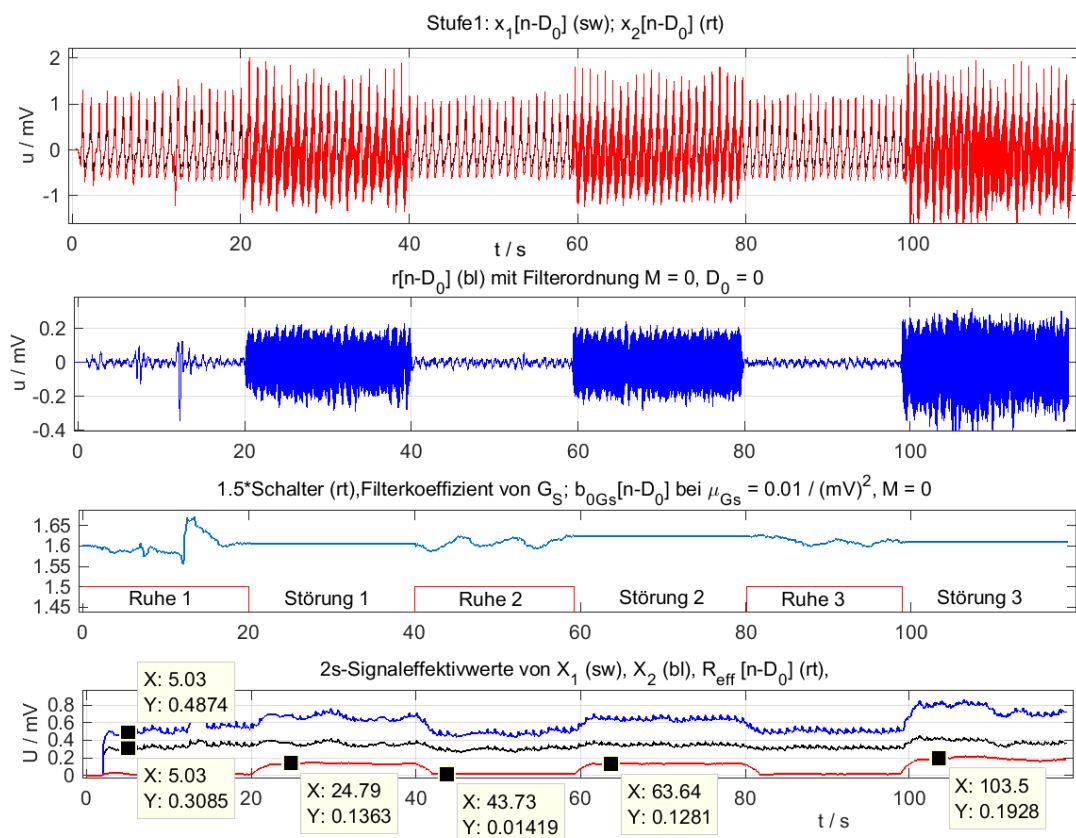


Abbildung 7.10.: Bandpassgefilterter Messdatensatz mit Referenzsignalberechnung bei eingprägten 10 Hz-Bewegungsstörungen.

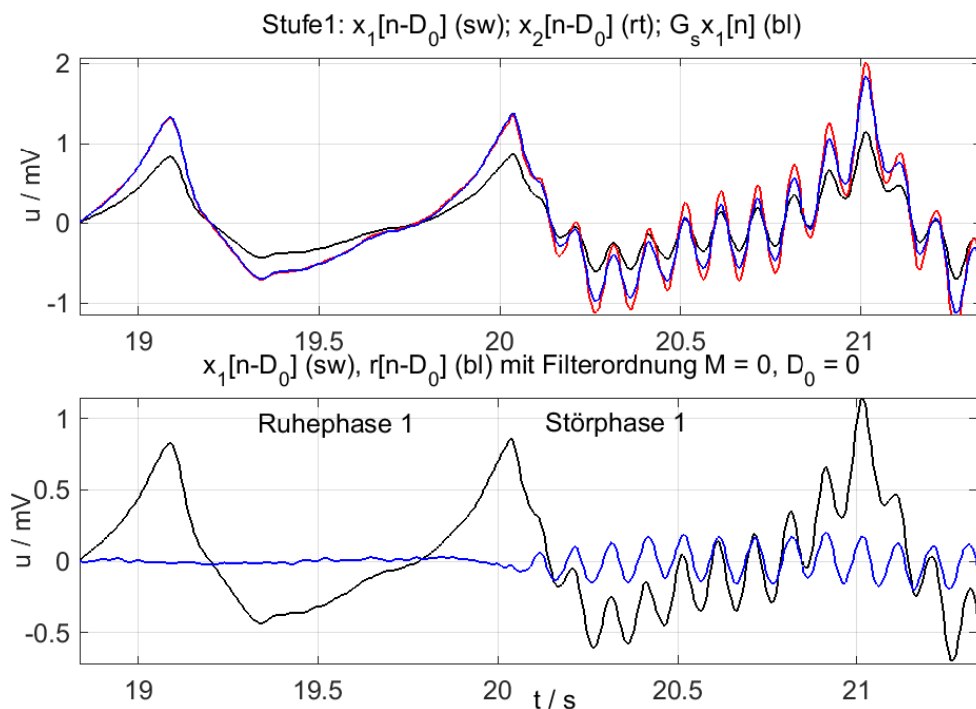


Abbildung 7.11.: Zoom in Datensatz mit eingprägten 10 Hz-Bewegungsstörungen und Referenzsignalberechnung.

## 7.2. Untersuchung von Messdaten mit 10 Hz - Bewegungsstörungen

Abbildung 7.12 zeigt das Ergebnis der Störsignalunterdrückung mit dem adaptiven Filter mit der Übertragungsfunktion  $G_{W1}(z)$ , d.h. der 2. Stufe der Filterstruktur in Abb. 7.1. Bei dieser 10 Hz-Störung ist die Bandüberlappung zwischen Nutz- und Störsignal minimal, da das Nutzspectrum kaum noch Signalanteile im 10 Hz-Bereich enthält. Dieses Beispiel zeigt aber noch nicht die realen Bewegungsbedingungen und dient nur als Nachweis, dass die Störsignalunterdrückung auch mit Messdaten unter bestimmten Bedingungen funktioniert.

Im unteren Diagramm sind der zeitliche Verlauf des Filterkoeffizienten  $b_{0, G_{W1}}$  von  $G_{W1}(z)$  (blau) und die Umschaltung (rot) zwischen Ruhephase mit „Schalter“ = 1 und Störphase mit „Schalter“ = 0 dargestellt. Der Startwert entspricht laut Formel 6.30:

$$G_{W1} = \frac{1}{G_S - G_V} = \frac{1}{2,3 - 1,6} = 1,43.$$

In Abbildung 7.13 ist im Bereich  $t = 19,5 \text{ s}$  gut erkennbar, dass sich das in  $r[n - D_0]$  enthaltene Restrauschen auf das Filterausgangssignal  $\hat{s}_1[n - D_0 - D_1]$  auswirkt. Das Störsignal konnte, wie in Abbildung 7.13 erkennbar, durch adaptive Filterung mindestens um Faktor 4 reduziert werden. Optimal wäre ein Ergebnis wie in Abbildung 7.7, wo kein Störsignalanteil mehr im gefilterten Signal  $\hat{s}$  erkennbar ist. Das konnte mit diesem Datensatz und der Filterordnung  $M = N_1 = 0$  noch nicht erreicht werden. Durch Kompensation von Phasenverschiebungen zwischen den einzelnen Signalen und einer Ausreißerkorrektur könnte das Ergebnis noch deutlich verbessert werden.

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

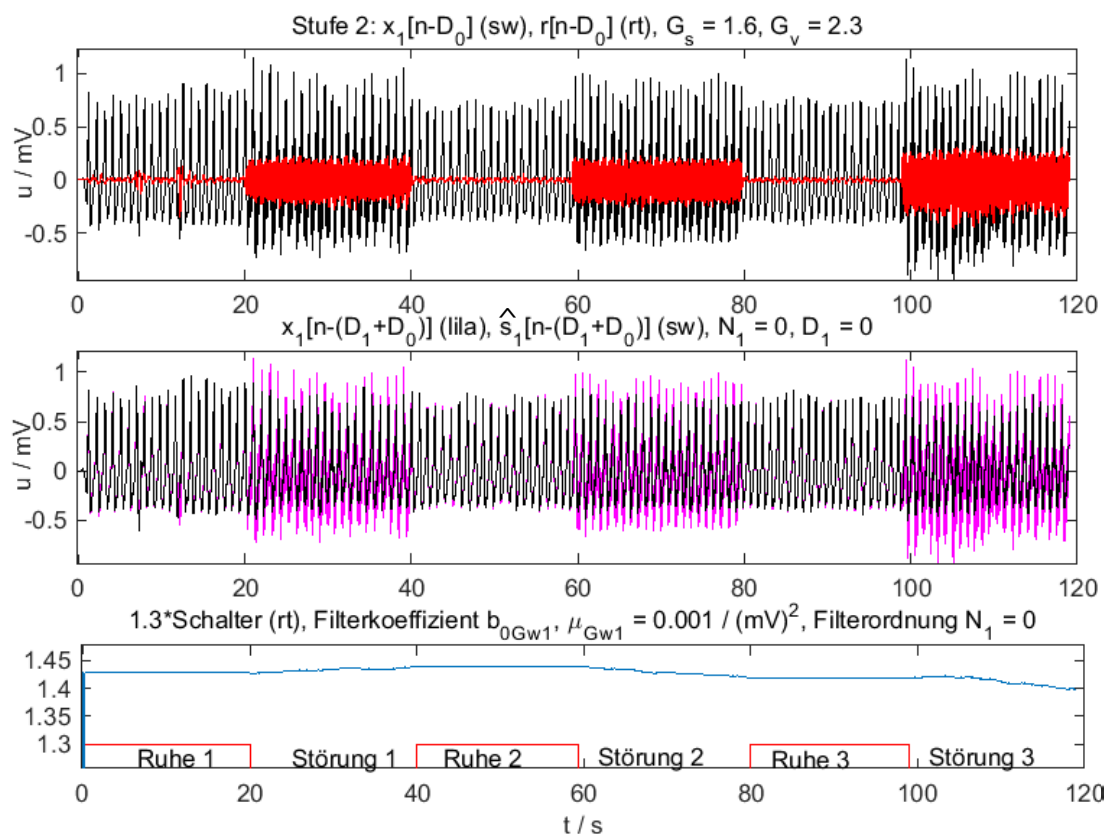


Abbildung 7.12.: Übersicht des adaptiv gefilterten Messdatensatzes mit Ruhe- und drei 10 Hz-Störphasen.

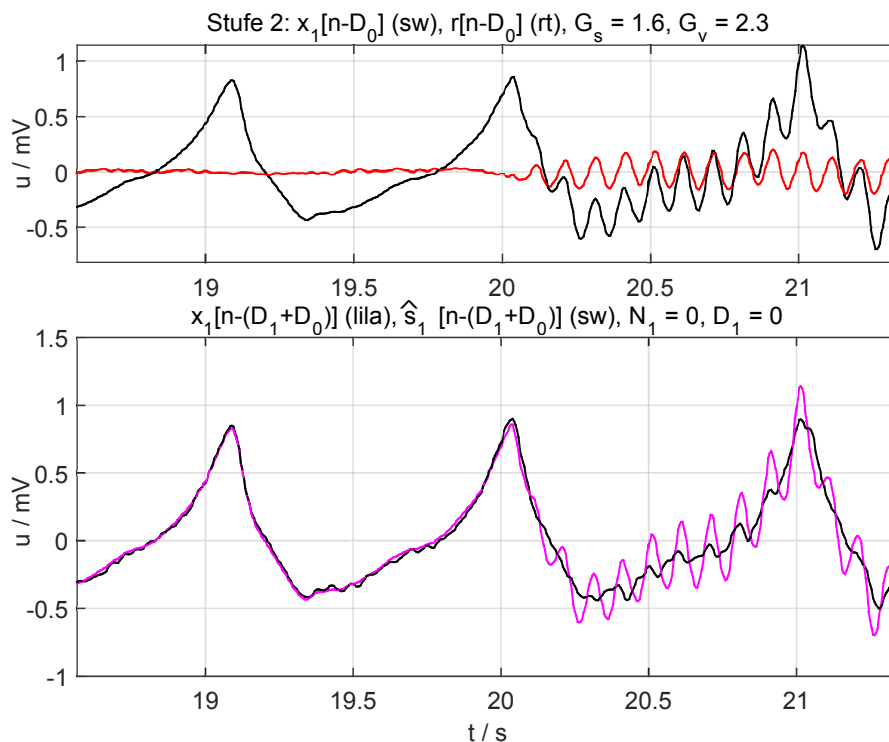


Abbildung 7.13.: Zoom in adaptiv gefiltertes Signal beim Wechsel von Ruhe- in die 10 Hz-Störphase.

### 7.2.4. Prüfung der Linearität mit 10 Hz-Bewegungsstörungen

In Kapitel 6.5 wurde eine Möglichkeit zur Überprüfung der Linearität vorgestellt. Es wurde noch kein praktischer Nachweis der Linearität und Additivität anhand von gemessenen Daten erbracht. Deshalb wurde hier die additive Überlagerung von Nutz- und Störsignal durch eine geeignete Versuchsanordnung und mit dem gemessenen Datensatz in Abbildung 7.8 überprüft. Bei der Messung wurde eine 10 Hz-Bewegungsstörung am Kopf erzeugt. Da sich der Körper während der Messung in Ruhe befand, muss der Effektivwert des Nutzsignals  $S(z)$  nach dem Entfernen des Störsignals  $V(z)$  in allen sechs Phasen des Datensatzes weitestgehend konstant sein. Gewisse physiologisch bedingte Schwankungen der Pulsfrequenz und des Blutdruckes sind nicht vermeidbar. In den Störphasen wurde die Störquelle  $V_0(z)$  zugeschaltet. Nach Formel 6.8 wurde dem Nutzsignal  $S_1(z)$  das Störsignal  $V_1(z)$  überlagert. In der dritten Störphase wurde der Strom im Schwingungserreger um Faktor 1,5 vergrößert, um die Linearität anhand einer definiert vergrößerten Störsignaleinkopplung überprüfen zu können. Die Effektivwerte der vier Sensorsignale<sup>2</sup> wurden über der gesamten Zeitspanne jeder Phase berechnet.

Die berechneten Effektivwerte der 10 Hz Frequenzanteile und der Effektivwert des Stromes im Schwingungserreger wurden in Tabelle 7.3 zusammengefasst.

Tabelle 7.3.: Effektivwerte  $U_{10\text{ Hz}}/mV$  der Sensorsignale (Abb. 7.8)

Wertebereich	$I_{Spule}/A$	$U_{X_2,St}$	$U_{X_1,St}$	$U_{Druck}$	$U_{Z-Be.}$
1.Ruhephase 1s-20s	0	0,007	0,012	0,001	0,003
2.Ruhephase 40s-59s	0	0,006	0,010	0,002	0,000
3.Ruhephase 80s-99s	0	0,006	0,009	0,001	0,000
1.Störphase 21s-39s	2	0,186	0,428	0,063	0,187
2.Störphase 60s-78s	2	0,170	0,403	0,066	0,192
<b>Störungsvergrößerung:</b>					
3.Störphase 100s-119s	3	0,231	0,554	0,085	0,256
<b>Ergebnisse:</b>					
Mittelwert (Stör1;Stör2)	2	0,178	0,231	0,064	0,190
Faktor(Stör3/Stör1;2)	1,5	<b>1,29</b>	<b>1,33</b>	<b>1,32</b>	<b>1,34</b>

<sup>2</sup>PPGs  $U_{X_1}$  und  $U_{X_2}$ , Drucksensor  $U_{Druck}$ , Beschleunigungssensor in Z-Richtung:  $U_{Z-Be.}$

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

Als Ergebnis der Untersuchung waren in den Ruhephasen nach Filterung mit einem 10 Hz-Bandpassfilter alle Störsignal-Effektivwerte kleiner als  $9 \mu V$ , was dem Sensorrauschen bei  $f = 10 \text{ Hz}$  entspricht. Durch Vergrößerung des Stromes um Faktor 1,5 in der dritten Störphase vergrößerte sich auch die Beschleunigung als Ursache für das Störsignal. Der Quotient aus den Effektivwerten der Beschleunigung in Störphase 3 und 2 ergab:

$$k = \frac{U_{z-Be, \text{Stoerphase } 3}}{U_{z-Be, \text{Stoerphase } 2}} = 1,34 \quad (7.5)$$

Damit ist kein lineares Übertragungsverhalten zwischen dem Strom am Schwingungserreger und dem Störsignal  $V_1$  am PPG-Sensor gegeben. Das gemessene Beschleunigungssignal ist ein besser geeignetes Referenzsignal als der Strom im Schwingungserreger. Der Quotient aus Beschleunigungssignal  $U_{z-Be}$  und den Störsignalen  $U_{X_1, St}$  bzw.  $U_{X_2, St}$ , die mittels 10 Hz-Bandpassfilter gewonnen wurden, ist bei kleinen Beschleunigungen ( $< 1 \cdot g$ ) ein näherungsweise konstanter Faktor, d.h. Proportionalität gegeben. Das bedeutet, Linearität ist für die Störsignaleinkopplung gegeben. Es müsste mit einem weiteren Versuchsaufbau untersucht werden, wie die Verhältnisse bei größeren Störsignalamplituden sind und wo die Grenze der Linearität liegt. Um die Linearität des gesamten Systems, d.h. für Nutz- und Störsignal nachzuweisen, müsste auch die Nutzsignalamplitude variiert werden. Dies könnte zum Beispiel durch Erhöhung des Blutdruckes erreicht werden. Hier wurde als minimaler Nachweis untersucht, ob sich die Erhöhung des Störsignals auf das Nutzsignal auswirkt. Bei konstanten körperlichen Bedingungen sollte das Nutzsignal unabhängig vom Störsignal konstant sein.

Um dies zu überprüfen, wurde mit einer Bandsperre mit  $9 \text{ Hz} \leq f \leq 11 \text{ Hz}$  das bekannte 10 Hz-Störsignal  $v_1[n]$  aus dem Messsignal  $x_1[n]$  entfernt. Das Ergebnis ist mit korrigierter Phasenlaufzeit in Abbildung 7.14 ersichtlich. Es ist erkennbar, dass dem gefilterten Signal noch ein Rauschen überlagert ist. Das bedeutet, dass bei der Störsignaleinkopplung keine idealen sinusförmigen 10 Hz-Störungen erzeugt wurden. Dann wurde gleitend der 2s-Effektivwert  $U_{\hat{s}_1, eff, 2s}[n]$  des mit 10 Hz-Bandsperre gefilterten Messsignals  $x_1[n]$  berechnet und in Abbildung 7.15 aufgetragen. Der Effektivwert  $U_{\hat{s}_1, eff, 2s}[n]$  bleibt zwischen den Ruhe- und Störphasen konstant, was bedeutet, dass  $s[n]$  und  $V[n]$  in diesem Versuch unabhängig voneinander sind.

Die Additivität bei der Störsignaleinkopplung ist für kleine Störsignalamplituden und bei einer Störsignaleinkopplung durch körperunabhängige Störquellen nachgewiesen. Da eine Vergrößerung der Beschleunigung um Faktor 1,34 auch ein proportional größeres Störsignal verursachte, ist mit diesem Experiment ein Nachweis erbracht, dass die Linearität bei der Störsignaleinkopplung gegeben ist.

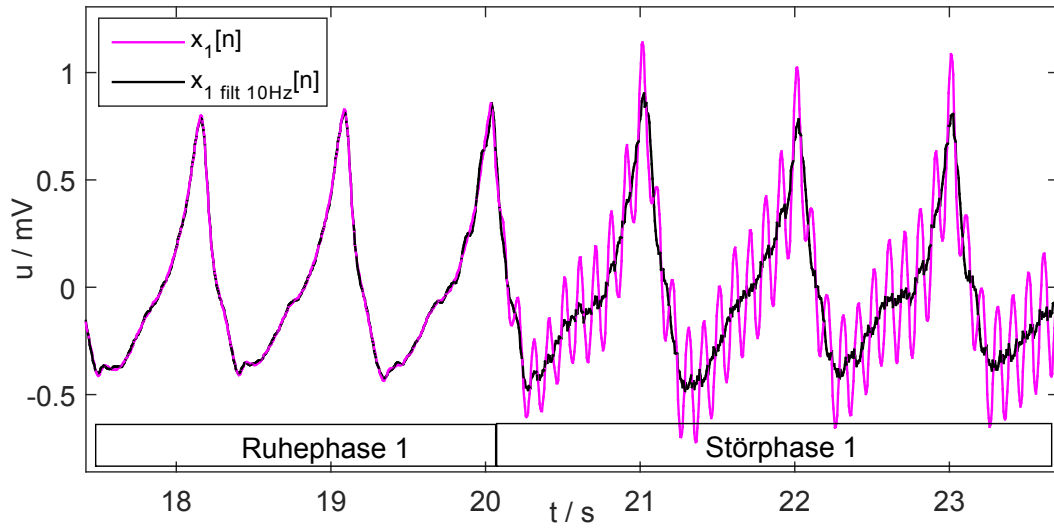


Abbildung 7.14.: Messsignal  $x_1[n]$  (lila) und Messsignal  $x_{1 \text{ filt } 10 \text{ Hz}}[n]$  (sw) ohne 10 Hz-Signalanteil.

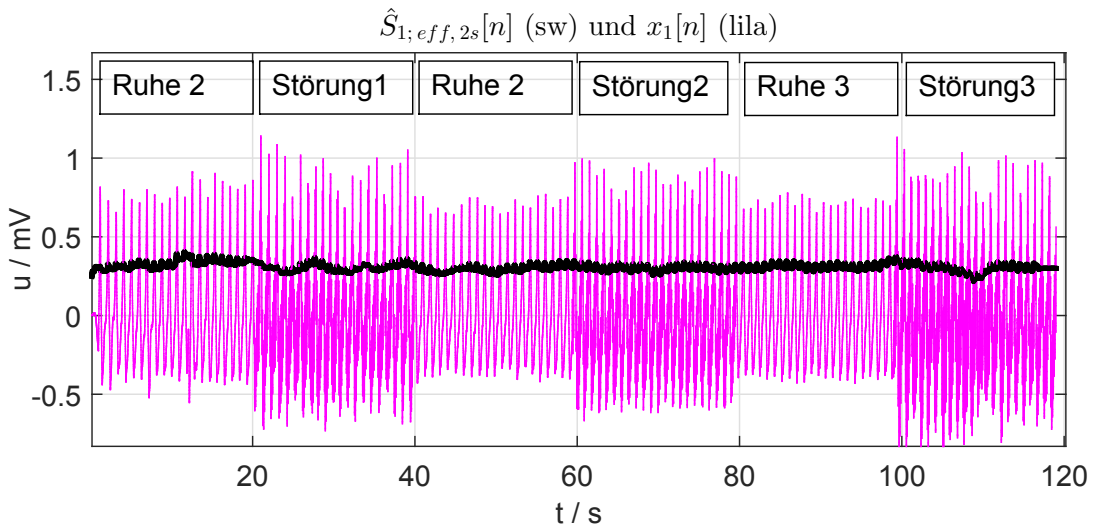


Abbildung 7.15.:  $x_1[n]$  (lila) und 2s-Effektivwert  $U_{eff, \hat{S}}[n]$  (sw) ohne eine Abhängigkeit von der Störsignaleinkopplung.

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

Abbildung 7.16 zeigt einen Vergleich verschiedener Referenzsignale aus Messdaten. Eine sinusförmige 10Hz-Bewegungsstörung wurde mit drei verschiedenen störungskorrelierten Referenzsignalen erfasst.

Es ist deutlich erkennbar, dass das Druckänderungssignal (rot) auch in Ruhe ein ungenügendes SNR aufweist.

Das Beschleunigungssignal (grün) ist vergleichbar mit dem berechneten Referenzsignal R (schwarz). Ein Nachteil könnte sein, dass der Beschleunigungssensor nicht alle am Messort wirkenden Störquellen erfasst. Sofern weitere Einflüsse wie z.B. eine Verschiebung der Kopfhaut auf dem Knochen auftritt, könnte das Referenzsignal R besser als z.B. das Beschleunigungssignal zur Störsignalunterdrückung geeignet sein. Eventuell kann mit R auch die Summe der Signale von verschiedenen Störquellen erfasst und durch adaptive Filterung eliminiert werden.

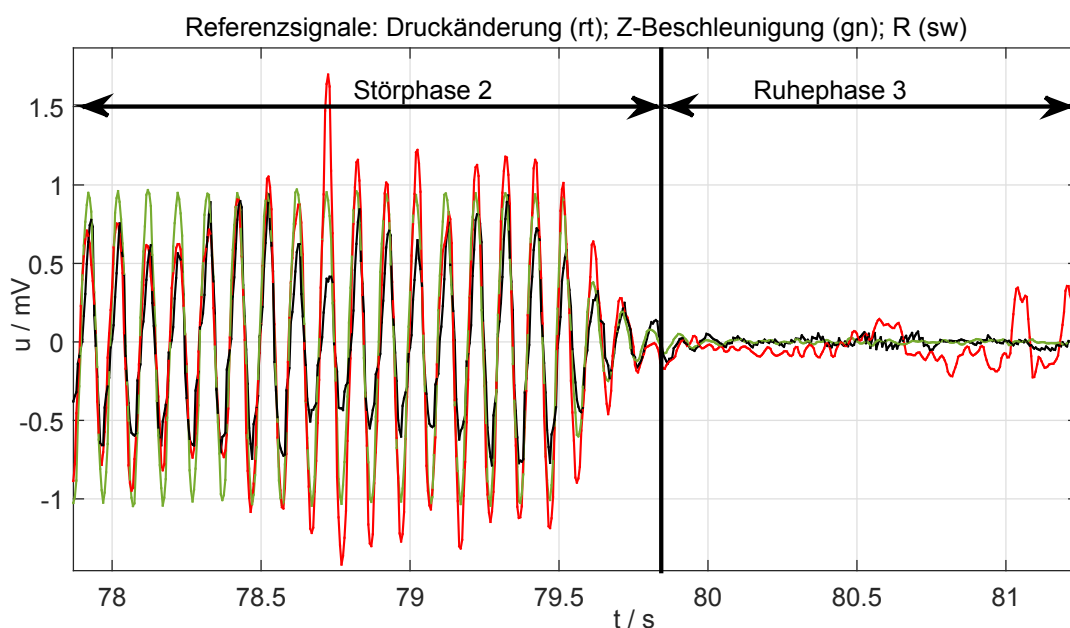


Abbildung 7.16.: Signalausschnitt der Zeitfunktionen von Z-Beschleunigung, R und Druckänderung. Effektivwerte in Störphase auf 1 normiert und mit manuell korrigierter Phasenlage.



## 7.3. Störsignalunterdrückung bei praktischen Bewegungsstörungen

Im Kapitel 5 wurde ein speziell für die Pulsfrequenzmessung an der Stirn optimierter PPG-Sensor charakterisiert. In Kapitel 6 wurde ein adaptives Filter zur Störsignalunterdrückung theoretisch behandelt. Dieses Filter soll bei der Pulsmessung entstehende Bewegungsstörsignale unterdrücken und die Form des PPGs rekonstruieren. In Kapitel 7 wurde die Funktion des adaptiven Filters nach Abbildung 7.1 anhand von mathematisch simulierten Daten überprüft. Es wurde festgestellt, dass das Filter mit einem Vorwärtsmodell berechnete Daten ideal rekonstruiert. Im nächsten Schritt wurden gemessene Daten mit mechanisch erzeugten 10 Hz-Störungen untersucht. Die Störsignalamplituden waren kleiner als die Nutzsignalamplituden. Die 10 Hz-Störungen konnten deutlich reduziert, aber die Form des PPGs nicht ideal rekonstruiert werden.

In diesem Kapitel wird untersucht, wie das adaptive Filter nach Abbildung 7.1 praktisch auftretende Bewegungsstörsignale mit großen Amplituden entfernt. Bei den in [Weustink15] durchgeführten Versuchen wurde der zweikanalige PPG-Stirnsensor aus Kapitel 5.2.1 an der linken Stirn über den Augenbrauen platziert. Der Sensor IR1<sup>3</sup> war in Blickrichtung zur Nase und Sensor IR2 in Richtung des linken Ohres positioniert. Der Strom in den IR-LEDs betrug jeweils 12 mA. Die Messdaten wurden mit einem Bandpass  $0,8 \text{ Hz} \leq f \leq 15 \text{ Hz}$  gefiltert. Bei normalen Bewegungen, wie Gehen, traten keine nennenswerten Störsignale auf. Zum Erzeugen von Bewegungsstörsignalen wurde der Kopf um die Wirbelsäule als Drehachse herum mit drei verschiedenen Frequenzen geschüttelt. Die erzeugten Störsignalamplituden waren größer als die Nutzsignalamplituden in den Ruhephasen. In [Weustink15] wurden mehrere Datensätze mit verschiedenen Bewegungen wie Hüpfen und Bücken gemessen und es traten unterschiedliche Störsignale auf. Es soll erwähnt werden, dass nicht alle Ergebnisse so positiv waren, wie die hier gezeigten. Die in diesem Kapitel vorgestellten Ergebnisse sind aber ein positives Beispiel dafür, dass das entwickelte Verfahren zur Störsignalunterdrückung auch unter praxisrelevanten Messbedingungen funktioniert. Die Untersuchung der Möglichkeiten und Grenzen des Messsystems muss in weiteren Forschungsarbeiten fortgeführt werden.

---

<sup>3</sup>Ein Kanal des PPG-Sensors, siehe Abbildung 5.4 links.

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

Zur Bestimmung des Ruhe-SNR von  $x_1[n]$  in diesem Datensatz wurde der gleiche MATLAB-Algorithmus verwendet, wie in Kapitel 7.2.1. Es wurden 21 Pulsschläge im Zeitintervall von  $2\text{ s} \leq t \leq 20\text{ s}$  und ein Polynom 20. Ordnung zur Berechnung des rauschfreien Pulssignals verwendet. Das SNR des gemessenen PPG-Signals  $x_1[n]$  in Ruhe betrug:

$$SNR = \left( \frac{\overline{U}_{S1,eff,Ruhe}}{\overline{U}_{N1,eff,Ruhe}} \right)^2 = \left( \frac{1.1134\text{ mV}}{0.01089\text{ mV}} \right)^2 = (102.2)^2 = 40,2\text{ dB} \quad (7.6)$$

In **Abbildung 7.17** oben sind die gemessenen Signale  $x_1[n]$  und  $x_2[n]$  als Übersichtsbild dargestellt. In der zweiten Abbildung von oben sind die 5 Phasen des Datensatzes beschriftet. Die Zeitpunkte zur Umschaltung zwischen Ruhe- und Störphasen bei der adaptiven Filterung wurden nach visueller Begutachtung der Daten manuell festgelegt. Eine automatische Umschaltung z.B. anhand des Effektivwertes von  $R$  kann nach weiteren Untersuchungen zu den Systemeigenschaften erfolgen.

Die PPG-Sensorsignale wurden den Signalen des adaptiven Filters wie folgt zugeordnet:  $IR2 := x_1[n]$  und  $IR1 := x_2[n]$ . Das Signal  $x_1[n]$  war wesentlich stärker gestört als  $x_2[n]$  und die Form des Störsignals konnte mit  $r[n - D_0]$  gut erfasst werden. Die zusätzliche Annahme  $U_{X1,Ruhe} > U_{X2,Ruhe}$  aus Kapitel 6.8.2 wurde mit der gewählten Signalzuordnung nicht umgesetzt. Bei  $G_S(z) \approx 1$  ist der Nutzsignalanteil in beiden gemessenen Signalen etwa gleich groß, so dass für die Rekonstruktion des PPG-Signals kein Nachteil entsteht. Bei den durchgeführten Messungen mit dem zweikanaligen PPG-Stirnsensor aus Kapitel 5.2.1 wurde keine Sensorposition an der Stirn gefunden, bei der die Übertragungsfunktion  $G_S$  wesentlich von Eins abwich. Das bedeutet, dass trotz der Ortsauflösung des PPG-Sensors keine größeren Arterien an der Stirn detektiert werden konnten. Die Übertragungsfunktion  $G_V(z)$  wich bei den gemessenen Signalen stark von Eins ab, was theoretisch eine gute Bedingung für das adaptive Filter ist.

Nach Formel 6.34 wurden in der Störphase 1 bei  $t = 28,8\text{ s}$  exemplarisch die Effektivwerte  $X_{2,eff,Stoer} = 1.2\text{ mV}$  und  $X_{1,eff,Stoer} = 2.6\text{ mV}$  abgelesen. In der Ruhephase 1 bei  $t = 22,62\text{ s}$  wurden in **Abbildung 7.17** im Diagramm unten mit den Markern folgende Werte abgelesen:  $X_{2,eff,Ruhe} = 1,41\text{ mV}$  und  $X_{1,eff,Ruhe} = 1,17\text{ mV}$ .

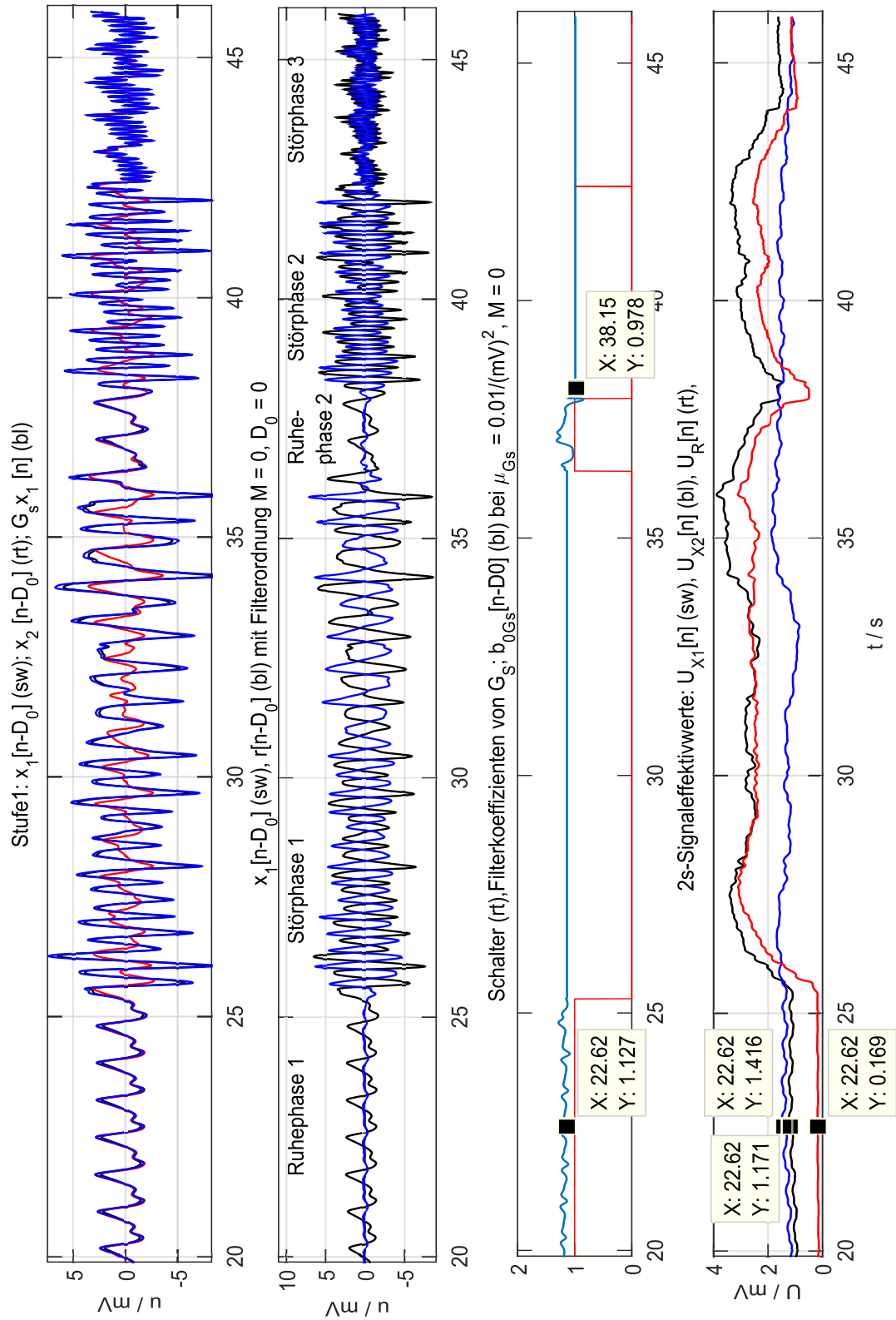


Abbildung 7.17.: Gemessene PPG-Signale bei seitlichem Kopfschütteln.

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

Anhand der Messwerte wurde die Nutzsignalübertragungsfunktion geschätzt:

$$G_S \approx \frac{1,41 \text{ mV}}{1,17 \text{ mV}} = 1,20.$$

Im Zeitpunkt  $t = 22,62 \text{ s}$  wurde der Filterkoeffizient von  $G_S(z)$  abgelesen. Er betrug  $b_{0;G_S} = 1,12$ . Die kleine Abweichung lässt sich durch den im eingeschwungenen Zustand nicht konstanten Filterkoeffizienten  $b_{0;G_S}$  begründen. Formel 6.34 zur Schätzung der Störsignalübertragungsfunktion  $G_V(z)$  hätte mit den abgelesenen Werten eine komplexe Zahl ergeben und wurde deshalb nicht verwendet.  $G_V(z)$  wurde unter der Bedingung, dass in der Störphase  $V_1 \gg s_1$  und  $V_1 \gg V_2$  ist, wie folgt geschätzt:

$$G_V \approx \frac{X_{2,eff,Stoer}}{X_{1,eff,Stoer}} = \frac{1.2 \text{ mV}}{2.6 \text{ mV}} = 0,46.$$

Die daraus berechneten Startwerte ergaben sich wie folgt:

$$b_{0;G_S} = 1,2 \text{ und } b_{0;G_{w1}} = \frac{1}{(G_V - G_S)} = \frac{1}{0,46 - 1,2} = -1,35.$$

Die ermittelten Startwerte  $b_{0;G_S}$  und  $b_{0;G_{w1}}$  waren für die adaptive Filterung gut geeignet. In der Ruhephase 2 hat sich der Filterkoeffizient von  $G_S(z)$  von  $b_{0;G_S} = 1,2$  auf den Wert  $b_{0;G_S} = 0,98$  geändert. Das deutet auf eine physiologische Veränderung oder eine veränderte Ankopplung des PPG-Sensors während der Störphase 1 hin. Diese Veränderung begründet die Notwendigkeit für eine adaptive Korrektur von  $G_S(z)$  in jeder Ruhephase.

In Abbildung 7.17 zeigt die blaue Kurve im zweiten Diagramm von oben das störungskorrelierte Referenzsignal  $r[n - D_0]$ . In der Ruhephase ist kaum noch unkorreliertes Rauschen im Referenzsignal erkennbar. Das wird durch den hohen SNR-Wert in Ruhe begünstigt. Trotzdem beträgt in der Ruhephase 1  $U_{R,eff,Ruhe} = 169 \mu\text{V}$ . Das lässt sich mit einem restlichen Nutzsignalanteil in  $r[n - D_0]$  erklären, der durch kleine Formunterschiede oder Phasenverschiebungen zwischen  $s_1[n]$  und  $s_2[n]$  in der Ruhephase entsteht. Der Kurzzeit-Effektivwert von  $r[n - D_0]$  während der Ruhephasen ließe sich durch eine höhere Filterordnung für  $G_S(z)$  verkleinern.

### 7.3. Störsignalunterdrückung bei praktischen Bewegungsstörungen

Das wurde in hier nicht dargestellten Simulationen festgestellt. Es zeigte sich als Problem, dass bei einer größeren Filterordnung wie z.B.  $M \geq 10$  in den Störphasen die Schätzung des Störsignals  $V(z)$  versagt. Dies kann z.B. durch eine Veränderung von  $G_S(z)$  während einer Störphase verursacht werden. Es ist vorteilhaft, eine kleinere physikalisch begründete Filterordnung zu wählen. Ein falsch adaptiertes Filter mit größerer Filterordnung verursacht offenbar mehr Probleme durch Signalverzerrung als ein Filter mit der Ordnung Null. Deshalb wurde zugunsten einer erfolgreichen Schätzung von  $V(z)$  mittels  $R(z)$  auf eine Filterordnung  $M > 0$  verzichtet. Die mögliche Minimierung des Restfehlers in  $r[n - D_0]$  in den Ruhephasen wurde als Kompromiss nicht umgesetzt. In der weiteren Forschungsarbeit müssen diese Ergebnisse anhand von verschiedenen praktischen Untersuchungen verifiziert werden.

Der Unterschied zwischen den Ruhe- und den Störphasen ist in Abbildung 7.17 im zeitlichen Verlauf des gleitend berechneten 2s-Effektivwertes  $U_R[n]$  deutlich erkennbar. In den Störphasen 1 und 2 folgt  $U_R[n]$  dem des gestörten Messsignals  $x_1[n]$ . Der Effektivwert von  $x_2[n]$  blieb in den Ruhe- und Störphasen relativ konstant. Trotzdem ist die Form des Nutzsignals  $s_2[n]$  in den Störphasen kaum erkennbar, da es eine Überlappung der Frequenzbänder von  $s_2[n]$  und  $v_2[n]$  gibt. Der relativ konstante Effektivwert zeigt, dass das Nutzsignal  $s_2[n]$  beim Kopfschütteln nur von relativ kleinen Bewegungsstörsignalen verfälscht wurde.  $s_1[n]$  wurde trotz des kleinen Abstandes der Sensoren viel stärker gestört. Die Frage nach den Ursachen dieses Verhaltens ist noch nicht schlüssig beantwortet. Es könnte z.B. durch die Struktur des Schädelknochens und die leichte Verschiebbarkeit der Kopfschwarte entstehen. Der Sensor könnte sich auch beim Kopfschütteln einseitig von der Haut abgehoben haben. Für eine fundierte Aussage zu den Ursachen und den Eigenschaften des Messsystems genügen die bisher gemessenen Daten und gewonnenen Erkenntnisse noch nicht. **Abbildung 7.18** zeigt eine Zoom-Ansicht aus Abbildung 7.17 mit den Zeitfunktionen  $x_1[n - D_0]$  und  $x_2[n - D_0]$ . Im Diagramm oben ist erkennbar, dass die Formgleichheit von  $x_2[n - D_0]$  und  $G_S \cdot x_1[n]$  in der Ruhephase nicht ideal ist. Im Diagramm unten sind das Referenzsignal  $r[n - D_0]$  und das Messsignal  $x_1[n - D_0]$  erkennbar. Ein unerwünschter restlicher Nutzsignalanteil ist in  $r[n - D_0]$  während der Ruhephase noch enthalten. Der inverse Verlauf von  $r[n - D_0]$  gegenüber  $x_1[n - D_0]$  wird mit dem negativen Vorzeichen des Filterkoeffizienten  $b_{0;G_w1}$  ausgeglichen.

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

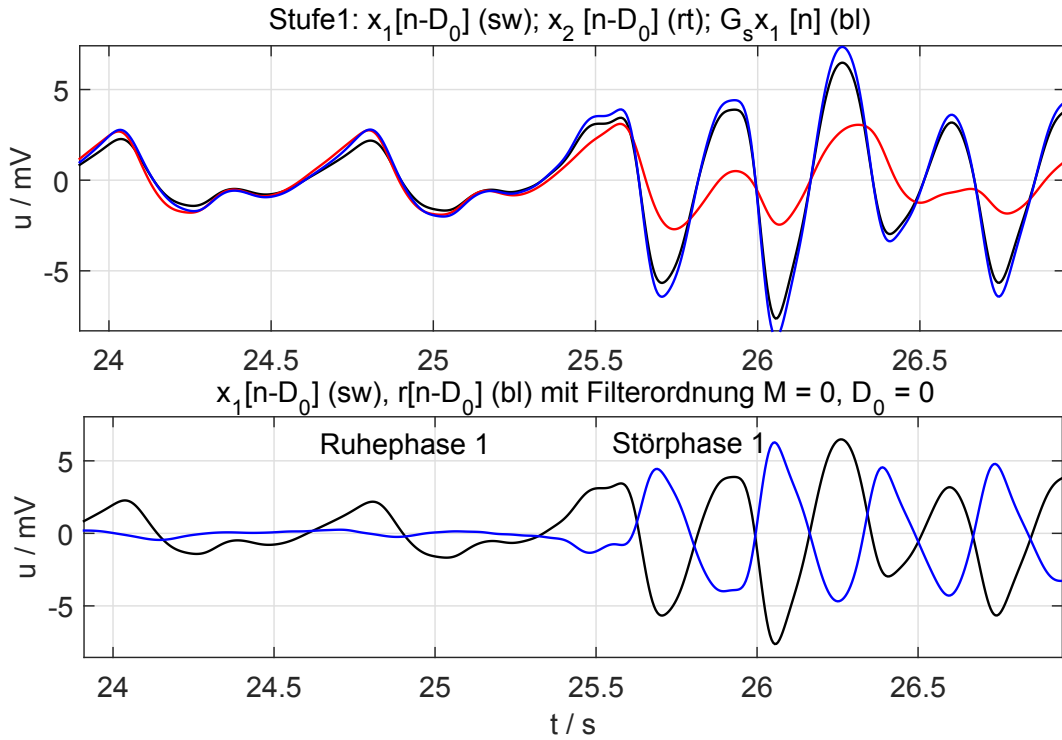


Abbildung 7.18.: Zoom aus Abbildung 7.17. PPG-Signale  $x_1[n]$ ,  $x_2[n]$  mit Störsignaleinkopplung durch Kopfschütteln, Referenzsignal  $r[n - D_0]$  nach dem Filter  $G_S$ .

**Abbildung 7.19** zeigt die Ergebnisse der Filterung mit  $G_{W1}(z)$ . Die Eingangssignale sind  $r[n - D_0]$  als Referenzsignal und das in der Phase korrigierte Messsignal  $x_1[n - D_0]$ . Das oberste Diagramm zeigt noch einmal die Eingangssignale und soll eine Übersicht über die verschiedenen Phasen des Datensatzes geben. Die schwarze Kurve im mittleren Diagramm zeigt das rekonstruierte Nutzsignal  $\hat{s}_1[n - (D_0 + D_1)]$ . Zur Veranschaulichung der erfolgreichen Störsignalunterdrückung ist auch das Messsignal  $x_1[n - (D_0 + D_1)]$  (lila) abgebildet. Die Signalform von  $\hat{s}_1[n - (D_0 + D_1)]$  ist plausibel für ein Photoplethysmogramm.

In der unteren Grafik ist zu erkennen, dass der Filterkoeffizient  $b_{0;G_{w1}}$  in der dritten Störphase relativ wenig schwankt. In Störphase 1 schwankt er im Bereich  $-1,45 < b_{0;G_{w1}} < -0,77$ , weil größere Störsignalamplituden auftraten. Hier kann die dynamische Anpassung des Konvergenzparameters  $\mu_{G_{w1}}$  an den Kurzzeit-Effektivwert von  $r[n - D_0]$  nach Formel 7.2 zur Verbesserung der Filterergebnisse beitragen. Die Schwankung kann auch durch ein veränderliches  $G_V(z)$  und  $G_S(z)$  verursacht worden sein.

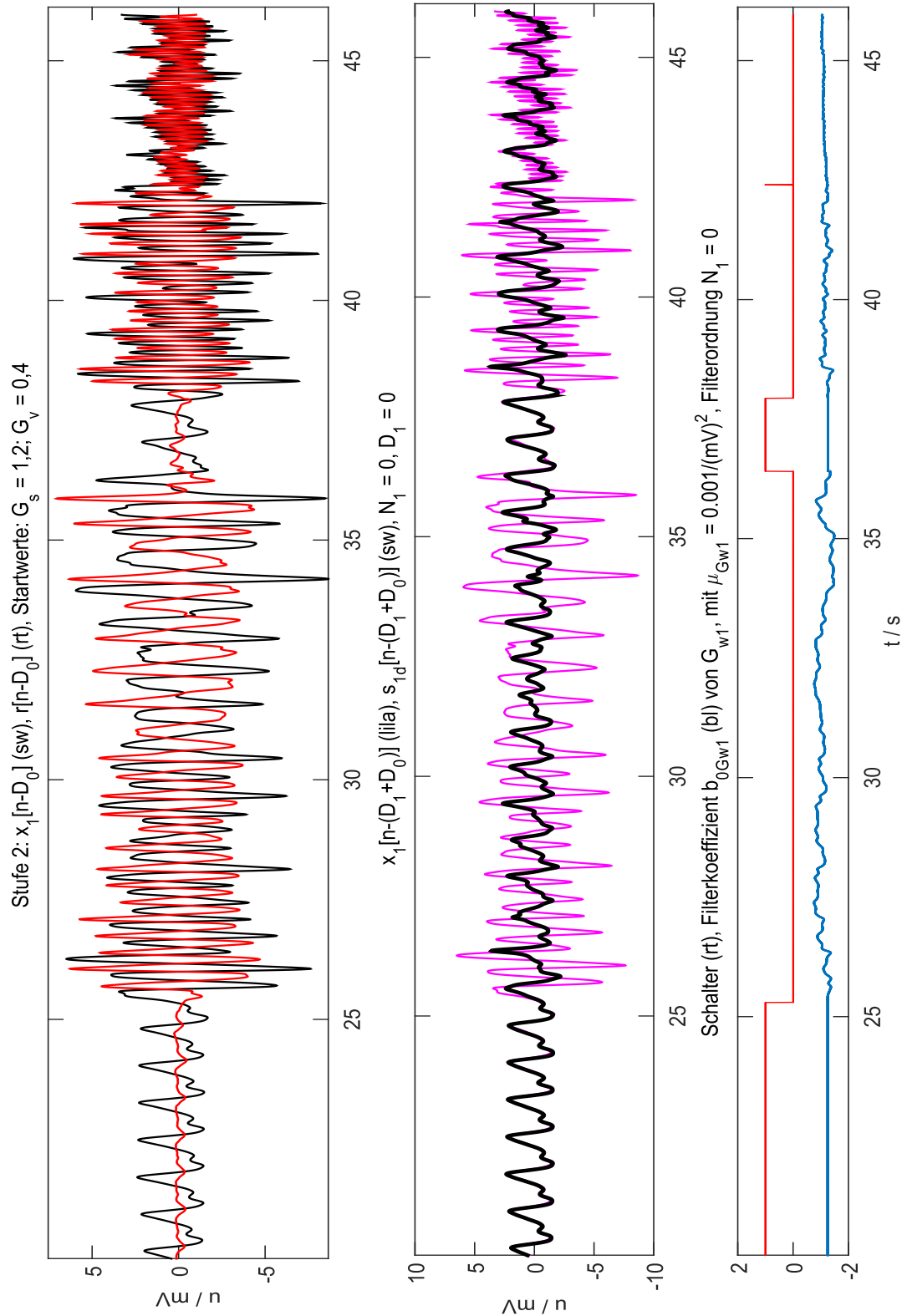


Abbildung 7.19.: Gemessene und gefilterte PPG-Signale bei seitlichem Kopfschütteln.

## 7. Experimentelle Untersuchung des zweistufigen adaptiven Filters

Abbildung 7.20 zeigt eine Detailansicht der Störphase 1 aus Abbildung 7.19. Es ist der Zeitverlauf der Signale zu erkennen.

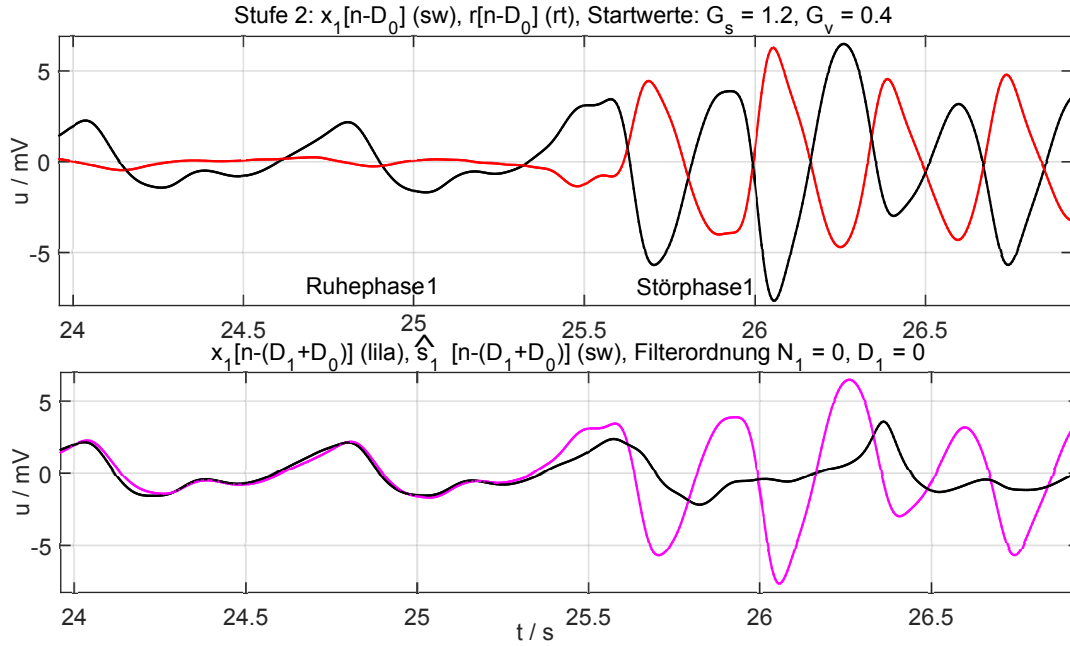


Abbildung 7.20.: Zoom aus Abbildung 7.19. PPG-Signale mit Störsignaleinkopplung durch Kopfschütteln nach Filter  $G_{W1}$ .

Die Voraussetzungen eins bis drei und fünf ( $G_S \neq G_V$ ) aus Kapitel 6.4 sind erfüllt. Das haben die praktischen Untersuchungen ergeben. Die vierte Voraussetzung, dass  $G_S(z)$  in der Störphase konstant ist, gilt nur in grober Näherung. Das zeigt der driftende Verlauf von  $b_{0,G_S}$  in Abbildung 7.17 in der 3. Grafik von oben. Alle wichtigen Voraussetzungen zur Rekonstruktion des Nutzsignals sind aber erfüllt. Die drei zusätzlich getroffenen Annahmen zur Anwendung des adaptiven Filters an der Stirn ließen sich praktisch nicht bestätigen.

Abbildung 7.21 zeigt eine Detailansicht der Störphasen 2 und 3. Im Diagramm unten ist der Verlauf des Filterkoeffizienten  $b_{0;G_{w1}}$  dargestellt. Die Schwankungen in der dritten Störphase sind höherfrequent als in Störphase 2 und es ist ein Einschwingvorgang zu erkennen. Bei den höherfrequenten Störsignalen in der dritten Störphase ist die Filterwirkung schlechter. Das kann daran liegen, dass bei höheren Frequenzen schon kleine Phasenverschiebungen zwischen  $x_1[n]$  und  $x_2[n]$  sowie zwischen  $r[n-D_0]$  und  $x_1[n-D_0]$  zu größeren Fehlern bei der Filterung führen. In diesem Bereich müssen weitere Untersuchungen mit simulierten und gemessenen Daten durchgeführt werden. Eventuell muss auch



### 7.3. Störsignalunterdrückung bei praktischen Bewegungsstörungen

eine höhere Abtastrate verwendet werden, um minimale Phasenverschiebungen zwischen den Signalen korrigieren zu können.

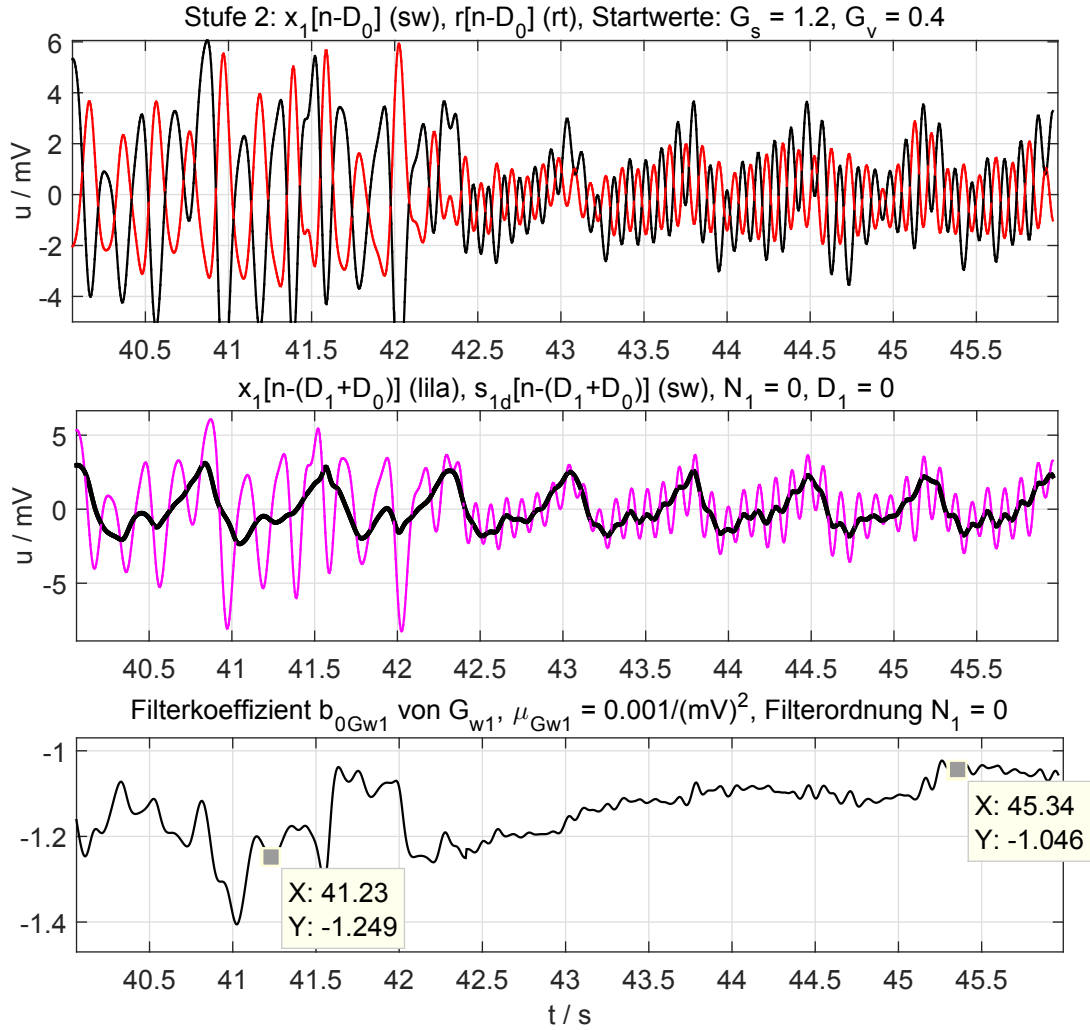


Abbildung 7.21.: Detailansicht PPG-Signale mit Störsignaleinkopplung durch Kopfschütteln, Filter  $G_{w1}$  aus Abbildung 7.19.

Die in diesem Kapitel vorgestellten Ergebnisse zeigen, dass die Form des PPG-Nutzsignals in verschiedenen Störphasen auch bei großen Störsignalamplituden und bei verschiedenen Störfrequenzen rekonstruiert werden kann. Für die Störsignalunterdrückung wurde kein zusätzlicher Referenzsensor verwendet. Anhand des in diesem Praxisbeispiel geschätzten Nutzsignals  $\hat{s}_1[n - (D_0 + D_1)]$  ist die Bestimmung der Pulsfrequenz ohne Probleme möglich. Eine Auswahl von etablierten Verfahren zur Analyse von PPG-Signalen im Zeitbereich wird in [Kraitl08] gegeben.



## 8. Zusammenfassung und Ausblick

Die Pulsfrequenz und die Herzratenvariabilität sind zwei medizinisch interessante Kenngrößen, die zur Beurteilung des Zustandes eines Probanden genutzt werden. Für den Freizeit- oder Profisport gibt es am Markt zahlreiche Messgeräte zur Erfassung dieser Größen. Es werden verschiedene Biosignale gemessen, um daraus die Pulsfrequenz und weitere Parameter zu bestimmen. Solange sich der Proband in Ruhe befindet, funktionieren die Messgeräte in der Regel hervorragend. Bei praktischen Messungen treten allerdings eine Vielzahl von Störungen auf, die physiologisch oder von äußeren Einflüssen verursacht werden. Unter Bewegung des Probanden treten Störungen auf, die das Pulssignal zum Teil stark verfälschen. In der Arbeit werden bekannte Störungen für verschiedene Pulssensoren diskutiert. Grundsätzlich lässt sich feststellen, dass bei der mobilen Pulsfrequenzmessung bzw. auch bei der Pulsoximetrie die Probleme mit der Störbeeinflussung bei Bewegung noch nicht gelöst sind. In dieser Arbeit wird ein Sensorsystem vorgestellt, das zur mobilen Pulsfrequenzmessung an der Stirn entwickelt wurde. Es soll für alle die Fälle einsetzbar sein, bei denen am Markt erhältliche Uhren, Armbänder oder auch Brustgurte zur mobilen Messung der Pulsfrequenz Probleme haben oder versagen. Gründe dafür sind z.B. dass mit den Händen gearbeitet werden muss. Durch Bewegung der Muskeln und Sehnen wird eine Pulsmessung am Arm verhindert. Am Oberkörper kommt es wegen der Atmung zu Reibung mit dem EKG-Brustgurt, was die Akzeptanz des Gurtes beim Sport beeinträchtigt. Mögliche Nutzer des hier entwickelten Sensorsystems könnten Sportschwimmer mit einer Badekappe, Helmträger wie Kletterer, Feuerwehrmänner, Zweiradfahrer, Bauarbeiter oder auch Jogger mit einem Stirnband sein. Eine Anwendung ist auch im Bereich des Arbeitsschutzes wie bei Bauarbeitern oder bei Produktionsarbeitern denkbar.

Die Kapitel 1 und 2 geben einen Überblick zur Motivation der Arbeit. Im folgenden Kapitel 3 wird als erstes Ziel dieser Arbeit die Signalqualität von drei

## 8. Zusammenfassung und Ausblick

verschiedenen Sensoren zur Pulsfrequenzmessung untersucht und verglichen. Die Sensoren haben jeweils ein unterschiedliches Messprinzip und es wurden Pulssignale in Ruhe und mit eingekoppelten Bewegungsstörungen gemessen. Zunächst kamen am Markt verfügbare Sensoren zum Einsatz. Es wurde mit einem Impedanzplethysmographen (IPG), einem Druckänderungssensor (PC) und mit einem Photoplethysmographen (PPG), der mit Lichtremission arbeitet, gemessen. Für den Vergleich der Sensorsignale wurde simultan mit allen drei Sensoren am Unterarm gemessen. So war es möglich, gleichzeitig die drei Pulssignale in Ruhe und die entstehenden Störsignale bei der selben Bewegungsstörung zu messen. Diese Messung war mit den verfügbaren Sensoren nicht problemlos möglich, so dass zunächst ein zugeschnittenes Sensorsystem entwickelt wurde.

Zum Vergleich der Signalqualität wurde der Nutzsignal-zu-Störsignalabstand bei Bewegung berechnet. Im Ergebnis wurde die Entscheidung getroffen, dass für die weitere Arbeit nur noch der PPG-Sensor mit Lichtremission verwendet wird. Die Ergebnisse des Vergleiches schließen aber nicht aus, dass es einzelne Messgeräte am Markt gibt, die bessere Signale als die hier gezeigten erzielen. Ein vollständiger quantitativer Vergleich von derzeit in der Praxis eingesetzten Geräten zur Pulsfrequenzmessung würde eine umfangreiche Studie erfordern. Im Kapitel 4 wurden die Argumente für die Wahl des Messortes Stirn zusammengefasst. Die Stirn wurde nach gründlicher Recherche und eigenen Untersuchungen als geeigneter Messort für die Pulsmessung bei Bewegung ausgewählt. Im nächsten Schritt wurde in Kapitel 5 der PPG-Sensor für die mobile Pulsfrequenzmessung an der Stirn optimiert und die Eigenschaften untersucht. Der Sensor wurde zwei kanalig ausgelegt und zusammen mit einer Funkschnittstelle in ein Stirnband integriert. Die Datenverarbeitung und Anzeige erfolgte beim aktuellen Stand auf einem PC mit der Software MATLAB. Im Hauptteil der Dissertation wurde in Kapitel 6 neben der Sensoroptimierung ein Algorithmus zur Störsignalunterdrückung entwickelt. Dieser Algorithmus enthält zwei adaptive Filter. Es wurde ein Signalkoppelmodell definiert, das je eine Übertragungsfunktion zwischen den zwei Nutz- und zwischen den zwei Störsignalen nutzt. Es wird eine additive Überlagerung der Nutzsignale und der Störsignale angenommen. Die Schätzung eines mit der Störung korrelierten Referenzsignals erfolgt anhand von zwei gemessenen PPG-Signalen im ersten adaptiven Filter. Es wird kein zusätzlicher Sensor zur Erfassung der Störung

benötigt. Die Störsignalunterdrückung erfolgt im zweiten adaptiven Filter anhand des geschätzten Referenzsignals.

Der am Kopf tragbare Sensor soll eine Alternative zum vielfach eingesetzten EKG-Brustgurt oder zu den diversen Pulsmessuhren oder Armbändern sein. In dieser Arbeit wurde für die Untersuchungen von PPG-Sensor und Algorithmus zur Störsignalunterdrückung unter praxisnahen Bedingungen ein selbst entwickelter Prototyp verwendet.

Mit dem letzten Stand hat der PPG-Sensor zwei optische Kanäle und ist als Stirnband tragbar. Er hat eine Funkschnittstelle zur Datenübertragung an einen PC. Der Abstand zum PC ist auf etwa 20 Meter begrenzt und der Sensor kann nur in diesem Rahmen frei beweglich genutzt werden. Laut [Weustink15] erreichte der Sensor in Ruhe an der Stirn einen Nutzsignal-zu-Störsignalabstand von  $40 \text{ dB} < \text{SNR} < 50 \text{ dB}$ . Mit einem  $\text{SNR} > 40 \text{ dB}$  wird sichergestellt, dass elektronisches Sensorrauschen und eingekoppeltes Streulicht bei der Signalverarbeitung, d.h. im Algorithmus zur Störsignalunterdrückung keinen nennenswerten Einfluss mehr haben. Wirksame Signalquellen für die gemessenen Signale sind hauptsächlich die Herz- und Kreislaufphysiologie und Bewegungsstörungen. Der adaptive Algorithmus zur Störsignalunterdrückung wurde in Kapitel 7 zunächst mit praxisnah simulierten Daten getestet und die Filterparameter optimiert. Es wurde untersucht, wie sich aus den gemessenen Sensorsignalen geeignete Startwerte für die Filterkoeffizienten der zwei digitalen Filter schätzen lassen.

Anschließend wurden Untersuchungen mit Messdaten durchgeführt. Zunächst wurde mit einem Schwingungserreger ein periodisches 10 Hz-Bewegungsstörsignal am Kopf erzeugt. Mit Hilfe dieser Daten wurde untersucht, wie zuverlässig das Filter praktisch arbeitet. In diesen Versuchen wurden gute Ergebnisse bei der Störsignalunterdrückung erzielt. Zuletzt wurde der Sensor bei realen Bewegungen eingesetzt.

Im Ergebnis wurde festgestellt, dass bei alltäglichen Bewegungen wie z.B. dem Gehen keine oder nur vernachlässigbare Störungen auftreten. Diese minimalen Störungen würden den Einsatz eines adaptiven Filters nicht rechtfertigen. Erst beim Laufen, Kopfschütteln, Springen, Stirnrunzeln oder z.B. beim Bücken traten Störsignale auf, die deutlich größer als das Nutzsignal waren.

Im hier gezeigten positiven Beispiel in Kapitel 7.3 konnten beim Kopfschütteln auftretende große Bewegungsstörungen so gut entfernt werden, dass die

## 8. Zusammenfassung und Ausblick

Form des PPGs selbst bei verschiedenen Störsignalfrequenzen eindeutig erkennbar war. Mit der zweistufigen adaptiven Filterstruktur konnten aber nicht in allen Fällen so gute Ergebnisse erreicht werden. In einigen Fällen hatte die Störsignalunterdrückung versagt. Die größten Schwierigkeiten bei der PPG-Messung an der Stirn bereitete das Stirnrunzeln. Im Zeitverlauf der gemessenen Datensätze hatten sich die Übertragungsfunktionen für die Nutz- und Störsignale in kleinen Grenzen verändert. Das zeigt, dass eine adaptive Korrektur der Filterkoeffizienten notwendig ist.

Die Pulsfrequenzmessung, d.h. die Erkennung der Grundfrequenz des Herzschlages kann durch eine Erweiterung des Algorithmus erreicht werden. Als Vorverarbeitung der gemessenen Rohsignale wird nach Bandpassfilterung gleitend eine Korrektur der Phasenverschiebung zwischen den Messsignalen durchgeführt. Danach folgt die hier beschriebene adaptive Filterung gefolgt von einem schmalbandigen Bandpassfilter, der sich an die aktuelle Pulsfrequenz adaptiert. Hiermit ist zwar nicht die angestrebte Rekonstruktion der Form des PPGs möglich aber die sichere Erkennung der Pulsfrequenz ist möglich. Dieser Ansatz wird in den weiteren Arbeiten verfolgt, da für viele Anwendungen die sichere Erkennung der Pulsfrequenz genügt.

Eine in Echtzeit funktionierende Software, die auf einer mobil einsetzbaren Hardware läuft, wurde im Rahmen der Arbeit nicht umgesetzt. Dieses Ziel soll mit künftigen Arbeiten erreicht werden. In der weiteren Arbeit kann der optische PPG-Sensor auch wasserdicht konstruiert und zu einem Remissions-Pulsoximeter erweitert werden. Das bietet die Möglichkeit, bei Schwimmern, Tauchern oder Ruderern die Pulsfrequenz und weitere physiologische Kenngrößen zu bestimmen. Im Falle einer notwendigen Korrektur der Sensorposition wäre eine automatische Rückmeldung sinnvoll, sobald die Sensorsignale geeignet sind. In Kapitel 4.1 wurde die Verschiebbarkeit der Kopfschwarte als Problem bei der PPG-Messung genannt. Grünes Licht hat eine geringere Eindringtiefe als Infrarotlicht. Bei Emission von grünem Licht zur PPG-Messung würden hauptsächlich die Blutgefäße in den oberen Hautschichten erfasst werden. Das könnte den Vorteil haben, dass es keine Relativbewegung zwischen dem Sensor und der vom Licht erfassten Blutgefäße mehr gibt. Der Signalanteil durch Lichtreflexion am Schädelknochen würde sinken und damit könnten die Störsignale, die durch Verschiebbarkeit der Kopfschwarte auf dem Knochen entstehen, reduziert werden.

# A. Anhang

## A.1. Tabellen

### A.1.1. Ionen im Körpergewebe

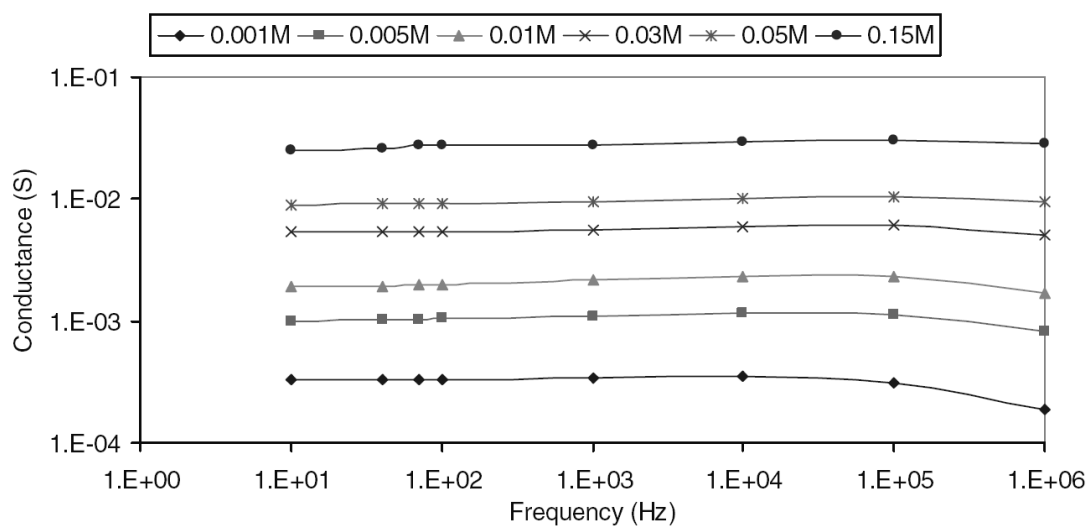


Abbildung A.1.: Leitfähigkeiten von Wasser mit NaCl in Siemens bei Zellkonstante 0,02 Meter, Quelle: [Gabriel09]. Der Abfall bei  $f > 100$  kHz beruht auf parasitären Kapazitäten im Messaufbau.

## A. Anhang

Tabelle A.1.: Elektrolytkonzentration in Körperflüssigkeiten.

Kationen (positiv)	(meq/L)	(meq/L)	Anionen (negativ)	(meq/L)	(meq/L)
	Plasma	Intrazellulär		Plasma	Intrazellulär
Natrium $Na^+$	142 (145, 21)	10	Chlorid $Cl^-$	$\approx 103$ (114, 2)	4 (3, 8)
Kalium $K^+$	4 (3, 48)	140	Bicarbonat $HCO_3^-$	$\approx 24$ (26, 2)	10 (8)
Calcium $Ca^{2+}$	5 (1, 53)	$10^{-4}$	Eiweiße $Protein^-$	$\approx 16$	36
Magnesium $Mg^{2+}$	2 (0, 69)	30	Sulfat+ Phosphat $HPO_4^{2-} +$ $SO_4^{2-} +$ organ. Säuren	$\approx 10$	130*
Wasserstoff $H^+$ (pH=7.4)	$4 \cdot 10^{-5}$	$4 \cdot 10^{-5}$	Jod $I^-$	k.A.	k.A.
Ammonium $NH_4^+$	k.A.	k.A.	Fluorid $F^-$	k.A.	k.A.
Hydronium $H_3O^+$	k.A.	k.A.	Oxid $O^{2-}$	k.A.	k.A.
EisenII $Fe^{2+}$	k.A.	k.A.	Sulfat $SO_4^{2-}$	$\approx 1$	k.A.
EisenIII $Fe^{3+}$	k.A.	k.A.	Phosphat $PO_4^{3-}$	$\approx 4$	k.A.
			Hydroxyl $OH^-$	k.A.	k.A.
			Nitrat $NO_3^-$	k.A.	k.A.
Summe	153	180	Summe	153	180
Potential	0 mV	- 90 mV			
pH-Wert	7,42	6,9			

Die Einheit (meq/l) ist die Ionenkonzentration in Milliäquivalenten (mmol x Wertigkeit z) pro Liter; [Grimmes08] S.24; \* Wert wurde aus Membranpotential mit der Nernst-Gleichung für einwertiges Ion bestimmt; (Werte) für Muskeln nach [Kreidel85].



### A.1.2. Gewebeleitfähigkeiten

Tabelle A.2.: Spezif. Widerstand und Leitfähigkeit von Gewebe und Material (20°C, 1bar).

Gewebe bzw. Material	Spez. Widerstand $\rho / \Omega \cdot cm$	Leitfähigkeit $\kappa / mS \cdot cm^{-1}$	Verhältnis $\kappa / \kappa_{Blut}$ in %
Blut (f=1Hz...10kHz, [Grimmes08])	149	6,7	100
Strömendes Blut	145	6,9 ... 5,1	103
Körperflüssigkeit (Cerebrospinal fluid)	65	15	229
Physiol. Kochsalz- lösung 0,9% NaCl	56...50	18...20 <sup>(1)</sup>	268...298
Ges. NaCl-Lösung 35,9% NaCl	4,4	226	3300
Ges. KCl-Lösung 34,2% KCl	2,57	389 <sup>(4)</sup>	5800
Herzmuskel (je nach Richtung)	200...1000	1...5	15...74
Skelettmuskel	600...1200	0,8...2,5	12...25
Lunge (je nach In- spirationsgrad)	400...1370	0,48...2,5	11...37
Niere	600	1,6	25
Leber	300...900	1,1...3,3	16...49
Milz	1100	0,9	13
Bauchgewebe (Abdomen)	192	5,2 <sup>(2)</sup>	77,6
Hirnmasse	580	1,7	26
Fett	$1 \cdot 10^3 \dots 5 \cdot 10^3$	0,2...1,0	5...15
Kartoffel	$2,13 \cdot 10^3$	0,47 <sup>(4)</sup>	
Knochen	$4,5 \cdot 10^3 \dots 16 \cdot 10^3$	0,06 ... 0,41	1...3
Haut (trocken) <sup>(3)</sup>	$1 \cdot 10^4 \dots 3 \cdot 10^6$	0,3...0,1	0,05...1,5
Kupfer	$1,7 \cdot 10^{-6}$	$58 \cdot 10^7$	$9,70 \cdot 10^7$
Grafit	$33 \cdot 10^{-6}$	$3,0 \cdot 10^7$	$4,45 \cdot 10^6$
Blei	$20,8 \cdot 10^{-6}$	$5,20 \cdot 10^7$	$7,7 \cdot 10^6$
NaCl ungelöst als Feststoff, Salz	$5,88 \cdot 10^8$	$1,70 \cdot 10^{-6}$	$2,54 \cdot 10^{-7}$
Glas	$1 \cdot 10^{16} \dots 1 \cdot 10^{13}$	$1 \cdot 10^{-13} \dots 1 \cdot 10^{-10}$	$1 \cdot 10^{-14} \dots 1 \cdot 10^{-11}$

Quellen: [Gabriel09], [Grimmes08] ; (1) Die Leitfähigkeit von 0,15N NaCl-Lösung beträgt  $\kappa = 20 \frac{mS}{cm} = 2 \frac{S}{m}$ ; (2) laut [Ernest90]; (3) Epidermis, (Stratum corneum vgl. [Gabriel et al., 96a]); (4) laut [Gräbner13]

## A.1.3. Filterparameter bei simulierten Daten

Tabelle A.3.: Parameter der adaptiven Filter

Signalparameter	Formelzeichen	Wert
Abtastfrequenz	$f_s$	200 Hz
2s-Nutzsignaleffektivwert	$S_{1,eff}$	1 mV
Nutzsignalamplitude	$S_{1,peak}$	3.357 mV
1. Störsignalfrequenz	$f_{1,stoer}$	1,5 Hz
	$\hat{u}_{1,stoer}$	6,71 mV
	$\varphi_{1,stoer}$	0 Grad
2. Störsignalfrequenz	$f_{2,stoer}$	2,6 Hz
	$\hat{u}_{2,stoer}$	4,03 mV
	$\varphi_{2,stoer}$	180 Grad
3. Störsignalfrequenz	$f_{3,stoer}$	4,0 Hz
	$\hat{u}_{3,stoer}$	1,00 mV
	$\varphi_{3,stoer}$	30 Grad
4. Störsignalfrequenz	$f_{4,stoer}$	8,0 Hz
	$\hat{u}_{4,stoer}$	0,2 mV
	$\varphi_{4,stoer}$	0 Grad
Nutzsignalübertragungsfunktion	$G_S$	1,6
Störsignalübertragungsfunktion	$G_V$	2,3
<b>Parameter Stufe 1</b>	<b>Formelzeichen</b>	<b>Wert</b>
Konvergenzparameter	$\mu_{Gs}$	$0,01 \cdot (mV)^{-2}$
Filterordnung	M	0
Laufzeitverzögerung	$D_0$	0
Filterkoeffizient für $G_S$	$b_{0,Gs}$	1,6
<b>Parameter Stufe 2</b>	<b>Formelzeichen</b>	<b>Wert</b>
Konvergenzparameter	$\mu_{Gw1}$	$0,001 \cdot (mV)^{-2}$
Filterordnung	$N_1$	0
Laufzeitverzögerung	$D_1$	0
Filterkoeffizient für $G_{w1}$	$b_{0,Gw1}$	1,43

Tabelle A.4.: Rechenwerte zur Bestimmung der Schätzformeln

<b>Filter mit Übertragungsfunktion Gs <math>t_{0,90} &lt; 2\text{ s}</math></b>		
$X_{1eff} / \text{mV}$	$\mu_{Gs} \cdot (\text{mV})^2$	nach Korrekturformel $\left(100 \cdot X_{1eff}^2\right)^{-1}$
0,1	0,7	1
0,5	0,05	0,04
1	0,01	0,01
2	0,002	0,0025
3	0,0007	0,0011
5	0,0004	0,0004
10	0,0001	0,0001

<b>Filter mit Übertragungsfunktion Gw1 <math>t_{0,90} &lt; 6\text{ s}</math></b>		
$R_{eff} / \text{mV}$	$\mu_{Gw1} \cdot (\text{mV})^2$	nach Korrekturformel $\left(1000 \cdot R_{eff}^2\right)^{-1}$
0,16	0,05	1
0,31	0,01	0,04
0,55	0,005	0,01
1,14	0,001	0,0025
2,2	0,0005	0,0011
3,1	0,0001	0,0004

### A.1.4. Filterparameter bei Messung mit simulierten 10 Hz Bewegungsstörsignalen

Tabelle A.5.: Parameter des adaptiven Filters für Messdaten mit 10 Hz Störung

Parameter Gs Stufe 1	Formelzeichen	Wert
Konvergenzparameter	$\mu_{Gs}$	$0,01 \cdot (mV)^{-2}$
Filterordnung	M	0
Laufzeitverzögerung	$D_0$	0
Nutzsignalübertragungsfunktion	$G_S$	1,6
Filterkoeffizient für Gs	$b_{0,Gs}$	1,6
Schwellwert für Störphase	SchwelleS	2,0
Schwellwert für Ruhephase	SchwelleR	1,8
Parameter Gw Stufe 2	Formelzeichen	Wert
Konvergenzparameter	$\mu_{Gw1}$	$0,001 \cdot (mV)^{-2}$
Filterordnung	$N_1$	0
Laufzeitverzögerung	$D_1$	0
Störsignalübertragungsfunktion	$G_V$	2,3
Filterkoeffizient für $G_{w1}$	$b_{0,Gw1}$	1,43

## A.2. Konvergenz des Algorithmus zur Störsignalunterdrückung

Das Einschwingen des adaptiven Filters kann mit dem Konvergenzparameter  $\mu$  beeinflusst werden. Mit Hilfe der Eigenwerte der Autokorrelationsmatrix  $\underline{A}$  des anliegenden Referenzsignals kann theoretisch ein Maximalwert für  $\mu$  abgeschätzt werden. Die praktisch optimale Einschwingzeit des adaptiven Filters ist an die möglicherweise auftretende zeitliche Veränderung der Übertragungsfunktion  $G_S$  bzw.  $G_V$  anzupassen. Die Filterstruktur nach Abbildung 7.1 enthält zwei adaptive Filter. Hier soll als Beispiel eine Autokorrelationsmatrix für das Signal  $X_1[n]$  in einer Ruhephase gezeigt werden. Das Referenzsignal liegt am adaptiven Filter mit der Übertragungsfunktion  $G_S$  an.

In [Proakis07], [Unbehauen90] oder [Moschytz2000] sind die Berechnungsvorschriften zur Schätzung einer Autokorrelationsmatrix dokumentiert.

## A.2. Konvergenz des Algorithmus zur Störsignalunterdrückung

Für das hier gezeigte Beispiel waren in jedem diskreten Zeitpunkt  $[n]$  des typischen Referenzsignals, hier  $X_1[n]$ , K-Werte aus K-Musterfunktionen bzw. K-Realisierungen bekannt. Abbildung A.2 dient zur Veranschaulichung der vorliegenden Daten. Im Beispiel ergibt sich eine Datenmatrix mit  $N = 140$  Zeilen und  $K = 56$  Spalten bzw. K-Musterfunktionen.

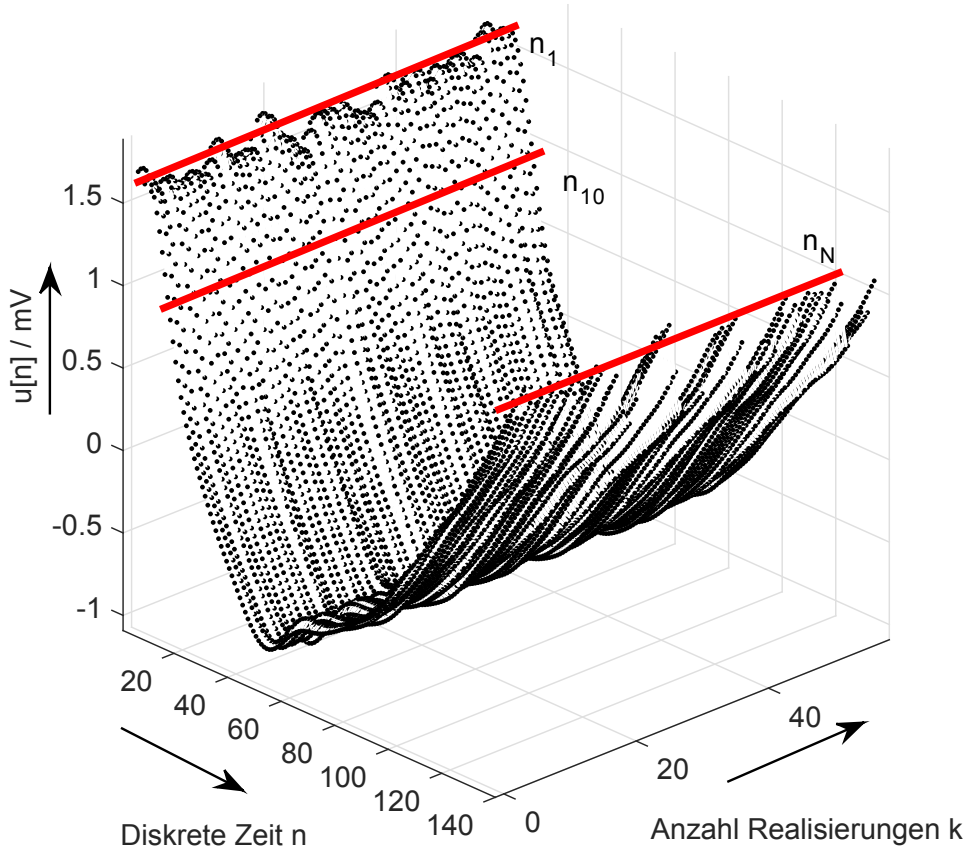


Abbildung A.2.: Ensemble von  $K = 56$  Musterfunktionen von  $X_1$ .

Anhand der Datenmatrix in Abbildung A.2 kann die Autokorrelationsmatrix  $\underline{\underline{A}}$  geschätzt werden. In [Unbehauen90] S.531 wurde die allgemein vom diskreten Zeitpunkt  $[n]$  abhängige Autokorrelationsmatrix  $\underline{\underline{A}}[n]$  wie folgt definiert.

$$\underline{\underline{A}}[n] = E \left\{ \underline{R}[n] \underline{R}^T[n] \right\} \quad (\text{A.1})$$

$\underline{\underline{A}}$  ist eine symmetrische  $n \times n$  - Matrix mit  $n = 1 \dots N$  ( $N$ : Werteanzahl einer Musterfunktion oder einer Realisierung des stochastischen Prozesses).

## A. Anhang

Hier wird ein Beispiel von A aus einer Ruhephase mit mehr als fünfzig Pulsschlägen aus dem Signal  $X_1[n]$  gezeigt. Als zeitliches Maß für den Herzschlag wurde die R-Zacke des EKGs verwendet. Die  $k = 1 \dots 56$  Musterfunktionen wurden dem gemessenen PPG-Datensatz jeweils nach einer R-Zacke des EKGs mit der Dauer der kürzesten Zeit zwischen zwei R-Zacken entnommen. Es konnte daraus eine Datenmatrix mit  $K=56$  Musterfunktionen erstellt und für die Schätzung der Autokorrelationsmatrix des Nutzsignals genutzt werden. Jede Nutzsignal-Musterfunktion besteht aus  $N = 140$  Abtastwerten. Die roten Linien in Abbildung A.2 kennzeichnen beispielhaft Zeitpunkte, an denen die statistischen Kenngrößen Mittelwert, Varianz, Standardabweichung und die Autokorrelationskoeffizienten  $\rho_{SS}(t_1, t_2)$  berechnet werden können. Der Konvergenzparameter  $\mu$  kann theoretisch nach Formel 6.26 berechnet werden. Laut [Moschytz2000] S.97 ist die praktische Anwendung der Formel aber problematisch. Daher wird dort mit Formel A.2 eine konservative und praktisch sichere Obergrenze  $\mu_{max}$  anhand der mittleren Eingangsleistung des Referenzsignals angegeben. Für ein ergodisches Referenzsignal gilt:

$$0 < \mu < \mu_{max} = \frac{2}{N \cdot E \left\{ |R[n]|^2 \right\}} \quad (\text{A.2})$$

Verwendet man in Formel A.2 die als Zeitmittelwert berechnete Signalleistung des Referenzsignals  $X_1[n]$  so erhält man die konservative Obergrenze  $\mu_{max} = 0,028 / (mV)^2$  und der im Kapitel 7.3 verwendete Konvergenzparameter betrug  $\mu_{GS} = 0,01 / (mV)^2$ . Der verwendete Wert lag demnach mit einer kleinen Reserve nah an der Obergrenze. Die Abbildungen A.3 und A.4 zeigen als Ergebnis die berechnete Autokorrelationsmatrix. In Abbildung A.4 ist die Symmetrie der Matrix deutlich erkennbar.

## A.2. Konvergenz des Algorithmus zur Störsignalunterdrückung

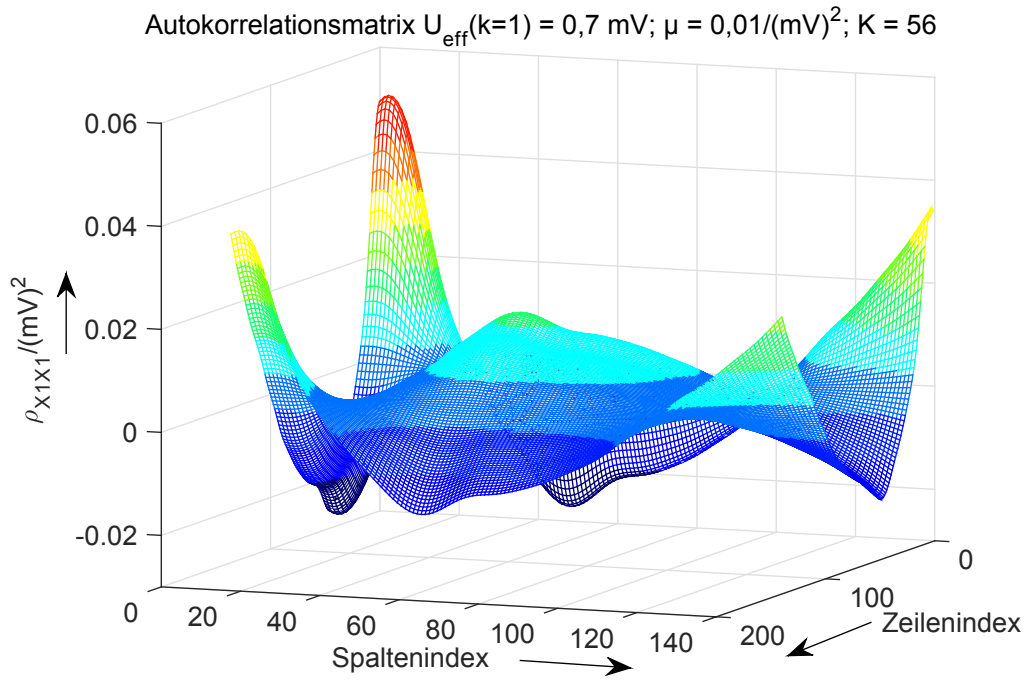


Abbildung A.3.: Autokorrelationsmatrix geschätzt aus  $K = 56$  Musterfunktionen des Ruhepulssignals.

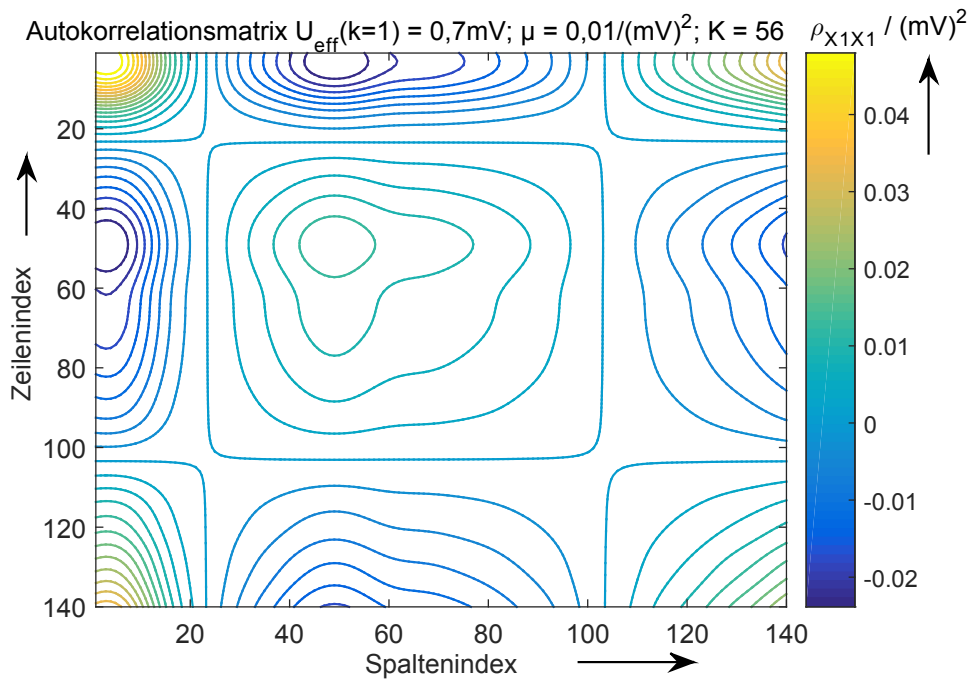


Abbildung A.4.: Autokorrelationsmatrix geschätzt aus  $K = 56$  Musterfunktionen des Ruhepulssignals.

### A.3. Adaptiver LMS-Algorithmus

Der LMS-Algorithmus<sup>1</sup> und weitere Varianten sind in [Unbehauen90] S. 537 ff. beschrieben. Hier soll nur eine kurze Übersicht gegeben werden.

**Schritt 1:** Berechnung des Ausgangssignals des adaptiven Filters als Schätzung des Störsignals:<sup>2</sup>

$$\hat{v}[n] = \sum_{m=0}^M w_m[n] \cdot r[n-m] = \underline{w}^T[n] \cdot \underline{r}[n] \quad (\text{A.3})$$

**Schritt 2:** Berechnung des Ausgangssignals (oder auch Fehlerwert):

$$y[n] = x[n] - \hat{v}[n] \quad (\text{A.4})$$

**Schritt 3:** Adaptive Korrektur der Filterkoeffizienten für den nächsten Berechnungsschritt:

$$\underline{w}[n+1] = \underline{w}[n] + 2 \cdot \mu \cdot y[n] \cdot \underline{r}[n] \quad (\text{A.5})$$

Der aktuelle Gewichtsvektor  $\underline{w}[n+1]$  basiert auf dem alten Vektor  $\underline{w}[n]$  zuzüglich der pro Abtastschritt berechneten Variation.

**Schritt 4:** Nächster Zeitschritt:  $n := n + 1$

Danach folgt wieder Schritt 1.

---

<sup>1</sup>Engl. LMS: Least Mean Square

<sup>2</sup>Konkrete Abtastwerte von deterministischen und stochastischen Signalen werden mit Kleinbuchstaben  $x[n]$  und stochastische Signale oder Signale mit stochastischem Signalanteil mit Großbuchstaben  $X[n]$  gekennzeichnet. **Hinweis:** Neben dem LMS-Algorithmus gibt es auch weitere Algorithmen mit verbessertem Konvergenzverhalten.



## A.4. Messbedingungen bei Bestimmung von $G_V$ mit sinusförmigem Störsignal

In Kapitel 6.7.2 wurden mehrere Ansätze zur Bestimmung der Störübertragungsfunktion  $G_V(z)$  vorgestellt. Das Unterdrücken des Pulssignals, d.h. der Durchblutung ist am Kopf nicht praktikabel. In diesem Versuch wurde der Ansatz verfolgt, mit Hilfe eines Schwingungserregers<sup>3</sup> (SE) ein sinusförmiges Bewegungsstörsignal zu erzeugen. Für die Untersuchung des Wiener-Filters wäre auch eine spektrale Überlappung von Nutz- und Störsignal sinnvoll gewesen. Leider war der SE dafür nicht geeignet. Mit dem Versuchsaufbau aus HiFi-Verstärker und SE konnte bei  $f_{\text{stoer}} \leq 5 \text{ Hz}$  keine sinusförmige Störung mehr erzeugt werden. Auch deshalb wurde der Versuch bei einer höheren Frequenz durchgeführt. Die Frequenz wurde auf  $f_{\text{stoer}} = 10 \text{ Hz}$  eingestellt, da sich das schmalbandige Störsignal für die Untersuchung mit einem 10 Hz-Bandpassfilter gut aus dem Datensatz extrahieren ließ. Bei  $f_{\text{stoer}} = 10 \text{ Hz}$  war die spektrale Überlappung von Nutz- und Störsignal minimal, so dass nach der 10 Hz-Bandpassfilterung nur noch Störsignal enthalten war. Der Strom durch die Spule des Schwingungserregers betrug in den Störphasen 1 und 2  $I_{\text{Spule}} = 2,0 \text{ A}$  ( $P=16 \text{ W}$ ) und in der Störphase 3  $I_{\text{Spule}} = 3,0 \text{ A}$  ( $P = 36 \text{ W}$ ). Durch die Vergrößerung der Störsignalamplitude konnte die Linearität der Störsignaleinkopplung bei relativ kleinen Störsignalamplituden untersucht werden. Erst ab  $I_{\text{Spule}} \geq 2,0 \text{ A}$  konnte überhaupt ein erkennbares Störsignal am PPG-Sensor erzeugt werden. Die Leistungsreserve des SE von  $> 50\%$  wurde nicht ausgeschöpft, da der Kopf nicht zu stark beschleunigt werden und die Erzeugung eines sinusförmigen Störsignals gewährleistet bleiben sollte.

Der Strom durch die IR-LED wurde auf  $I_{\text{IRLED}} = 10 \text{ mA}$  eingestellt. Der Druck des Pulssensors an die Stirn wurde nicht auf  $9 \text{ kPa} < p < 14 \text{ kPa}$ , sondern auf  $p \approx 4 \text{ kPa}$  eingestellt. Zur Druckmessung wurde der Messverstärker *Scout55* und der Sensor *Flexiforce A201* genutzt (siehe Kapitel B.1.1). Falls Signale mit Abtastfrequenzen  $f_s > 200 \text{ Hz}$  abgetastet wurden, sind sie vor der adaptiven Filterung mit der MATLAB-Funktion  $y = \text{resample}(x,p,q,n)$ <sup>4</sup> auf die praktisch angemessene Abtastfrequenz von  $f_s = 200 \text{ Hz}$  umgerechnet worden.

<sup>3</sup>Typ Bodyshaker, Conrad Best.-Nr. 1164067,  $P = 100 \text{ W}$ ,  $R_{\text{Spule}} = 4 \Omega$ , Resonanzbereich  $28 \text{ Hz} \leq f \leq 55 \text{ Hz}$

<sup>4</sup>z.B.: y: Ausgangssignal mit  $p: f_s = 200 \text{ Hz}$ ; x: Eingangssignal mit  $q: f_{s_{\text{original}}} = 1200 \text{ Hz}$ ;  $n = 0$

## A.5. Physiologie

In diesem Kapitel wurden wesentliche Fakten zusammengestellt, die das Verständnis zu den in dieser Arbeit verwendeten Pulsfrequenzmessverfahren verbessern sollen. Der Fokus lag auf den elektrischen und optischen Eigenschaften von verschiedenen Körpergeweben. Eine umfangreiche Einführung zur Physiologie und zur Lichtausbreitung in trüben Medien wird z.B. in [Kraitl08] S.19 ff. und S.55 ff. gegeben. Eine Übersicht zu optischen Eigenschaften des Gewebes, die Definition des Absorptionskoeffizienten und deren praxisnahe Umrechnung wird in [Jacques13] gegeben. Die elektrischen Eigenschaften von Gewebe werden zum Beispiel in [Grimnes08] behandelt.

### A.5.1. Elektrische Eigenschaften von biologischem Gewebe

Die elektrischen Kenngrößen Leitfähigkeit und Permittivität von biologischem Gewebe bestimmen die Wirkung von elektromagnetischer Strahlung im Gewebe [Christ04]. Die elektrischen Eigenschaften sind gewebespezifisch und frequenzabhängig.

In [Schwan57], [Gabriel09], [Gabriel et al., 96a] und [Gabriel et al., 96b] wurden umfangreiche Untersuchungen zur Leitfähigkeit der biologischen Gewebe durchgeführt und die Ergebnisse zusammengefasst. In [Gabriel et al., 96c] wurden parametrische Modelle für Körpergewebe entwickelt, die auf  $\alpha$ -,  $\beta$ - und  $\gamma$ -Dispersion beruhen. In Tabelle A.1.2 im Anhang A.1.1 wurden einige spezifische Leitfähigkeiten  $\kappa$  und spezifische Widerstände  $\rho$  von verschiedenen Gewebearten und von Materialien der Elektrotechnik zusammengestellt. Je nach Messort und der lokalen Anatomie, der Frequenz und der Stromdichte, ergibt sich eine Transferimpedanz des vom Strom durchflossenen Gewebes zwischen den Messelektroden.

### A.5.2. Eigenschaften von Körperflüssigkeit

Lebende Zellen enthalten intrazellulär elektrolytische Körperflüssigkeit und sind extrazellulär von solcher umgeben. Ein Elektrolyt besteht aus Wasser, in dem verschiedene Ionen gelöst sind. Es gibt Konzentrationsunterschiede zwischen intra- und extrazellulärem Raum. Die wichtigsten gelösten Kationen sind  $H^+$ ,  $Na^+$ ,  $Ca^{2+}$ . Die wichtigsten Anionen sind  $Cl^-$ ,  $HCO_3^-$  (vergleiche

Tabelle A.1 im Anhang A.1.1). In der Abbildung A.1 sind Impedanzspektren von einer NaCl-Lösung bei verschiedenen Konzentrationen dargestellt. Interessant ist die oberste Kurve für physiologische Kochsalzlösung mit der Konzentration  $c = 0,15N (NaCl) = 0,154mol/Liter$ . Bei dieser Konzentration wird die spezifische Leitfähigkeit  $\kappa$  der Körperflüssigkeit gut nachgebildet. Die intra- und extrazellulären Elektrolyte haben verschiedene Ionenkonzentrationen, welche die Leitfähigkeit des Gewebes beeinflussen. In [Grimnes08] S. 24 sind allgemeine Angaben zum Gewebe und in [Kreidel85] S. 12.7 sind die etwas abweichenden Leitfähigkeitswerte für Muskeln dokumentiert.

Im hohen Frequenzbereich, d.h. bei Lichteinstrahlung kann in erster Näherung auch das Absorptionsspektrum von Wasser in Abbildung 2.14 genutzt werden.

### A.5.3. Eigenschaften von Blut

Der menschliche Körper enthält etwa  $70\text{ ml} \dots 80\text{ ml}$  Blut pro Kilogramm Körpergewicht. Im Durchschnitt enthält jeder Körper eines erwachsenen Menschen  $5 \dots 6$  Liter Blut. Davon verteilen sich etwa 84% im großen Körperkreislauf und dieses Volumen hauptsächlich in den Venen. Nur 9% befinden sich im Lungenkreislauf und 7% im Herz. Das Blut hat mehrere Funktionen im Körper zu erfüllen. Als Hauptfunktionen sind der Transport von verschiedenen lebenswichtigen Gasen, Nährstoffen und Abbauprodukten des Körpers, eine Abwehr- und Indikatorfunktion bei Erkrankungen, die Gerinnung als Wundverschluss und die Wärmeregulation des Körpers zu nennen ([Kraitl08] S.21 ff.). Weiterhin hält es den physiologischen pH-Wert konstant (siehe [Aumüller14] Teil B Kap. 2.2 Blut). Das Blut<sup>5</sup> besteht im Wesentlichen aus dem flüssigen Blutplasma mit ca. 55% Volumenanteil und den festen zellulären Bestandteilen mit ca. 45% Volumenanteil [Abicht03] S.14.

Das **Blutplasma** ist eine gelb-grünlich klare wässrige Lösung, bestehend aus 90% Wasser, aus 7...8% Proteinen und aus 2...3% Salzen, Antikörpern, Fibrinogenen sowie weiteren niedermolekularen Substanzen.

Die **zellulären Anteile** sind im Blutplasma gelöst und werden unter dem Begriff **Hämatokrit** zusammengefasst. Bei den zellulären (suspendierten) Bestandteilen sind hauptsächlich die **roten Blutkörperchen** (Erythrozyten mit 99 Vol%), die **Blutplättchen** (Thrombozyten mit 4,85 Vol%) und die **weißen Blutkörperchen** (Leukozyten mit 0,15 Vol%) enthalten.

<sup>5</sup>Die einzelnen Anteile des Blutes können z.B. durch Zentrifugieren getrennt und dann die Volumenanteile bestimmt werden.

**perchen** (Leukozythen mit 0,15 Vol%) zu nennen. Die im Blut befindlichen Lipide (Fette) werden mit speziellen Hüllen umgeben, um im Blut transportiert werden zu können [Abicht03] S.14.

Bei den **optischen Eigenschaften** des Blutes lässt sich im Wellenlängenbereich des roten Lichtes bis hin zum nahen Infrarot ( $680\text{ nm} \leq \lambda \leq 950\text{ nm}$ ) das Blutplasma in guter Näherung mit der Absorption von Wasser modellieren. Von großer Bedeutung ist, dass es neben einer pulsschlagabhängigen Volumenänderung in den Arterien <sup>6</sup> auch zu weiteren physikalischen Veränderungen des Blutes kommt, welche die optischen Eigenschaften des Blutes verändern. So sind z.B. die fluid-mechanischen Eigenschaften von Blut nicht konstant, sondern von der Zusammensetzung des Blutes und speziell von den Eigenschaften der Erythrozyten wie Ausrichtung, Verformbarkeit und Aggregationsverhalten abhängig [Abicht03] und [Prah199].

Die Hauptaufgabe der Erythrozyten ist der Transport von Sauerstoff ( $\text{O}_2$ ) von der Lunge zu den Körperzellen. Weiterhin werden Teile des Kohlendioxids ( $\text{CO}_2$ ) von den Zellen zur Lunge transportiert. Die Erythrozyten haben einen Durchmesser von  $7,7\text{ }\mu\text{m}$  und bestehen aus mehreren Unterstrukturen wie z.B. zu 90% aus dem roten Blutfarbstoff Hämoglobin (Abkürzung: Hb). Um sich durch die nur  $3\text{ }\mu\text{m} \dots 4\text{ }\mu\text{m}$  weiten Kapillaren zu bewegen, müssen sich die Erythrozyten stark verformen. Ein spezielles Zytoskelett in der Zellmembran stellt die bikonkave Form nach der Deformation wieder her [Aumüller14].

Der Anteil an der Gesamtmasse der Erythrozyten beträgt ca. 34%. Hämoglobin ist demnach der wichtigste Blutbestandteil für die Signalgewinnung bei der Photoplethysmographie und der Pulsoximetrie. Es erfolgt wegen der unterschiedlichen Absorptionseigenschaften eine Unterscheidung in oxigeniertes und desoxigeniertes Hb. In Abbildung 2.14 im Kapitel 2.4.5 sind die Absorptionsspektren<sup>7</sup> von Hb, Melanin und Wasser ersichtlich.

---

<sup>6</sup>Änderung der Erythrozytenzahl pro gemessenem Gewebevolumen

<sup>7</sup>Hinweis zu Abbildung 2.14: Die Zahlenwerte der Absorptionskoeffizienten in Abbildung 2.14 wurden anhand der im Internet verfügbaren Datenbank <http://omlc.org/spectra/index.html> erstellt. Die Werte für Melanin in der Datenbank wurden aus Abbildung 25-3a in [Sarna88], [Sarna84] und [Crippa78] entnommen. Die Werte für Hämoglobin (oxigeniert und desoxigeniert) stammen von [Gratzer] und die für Wasser von [Segelstein81]. Zur Umrechnung der molaren Extinktionskoeffizienten des Melanins in die Absorptionskoeffizienten wurde die Massenkonzentration  $c = 21,9\text{ g/l}$  verwendet (siehe <http://omlc.org/spectra/melanin/opticaldepth.html>). Die für Eumelanin berechnete Massenkonzentration  $c = 21,9\text{ mg/ml}$  kann etwas variieren und die Absorptionskurve proportional verschoben sein.

Tabelle A.6.: Typische Werte der Blutbestandteile eines gesunden Erwachsenen nach [Abicht03] S. 15 und [Aumüller14] Teil B Kap. 2.2 Blut

Bestandteil		Volumenanteil	Mengenanteil	Größe
Zelluläre Bestandteile	Erythrozyten	45%	$4,0 - 6,2 \frac{10^{12}}{\text{Liter}}$	$8,4 \times 2,4 \mu m$
	Trombozyten	$< 1\%$	$150 - 400 \frac{10^6}{\text{Liter}}$	$3 \times 0,6 \mu m$
	Leukozyten	$< 1\%$	$3,5 - 10 \frac{10^6}{\text{Liter}}$	$16 \dots 8 \mu m$
Flüssige Bestandteile	Plasma	55%	90% H <sub>2</sub> O; 7 – 8% Proteine (Eiweiß), anorganische Salze, Kohlenhydrate, Enzyme	

#### A.5.4. Eigenschaften der Haut

Die Haut (lat. Integumentum commune oder cutis, griech. Derma) wird in [Aumüller14] definiert und als größtes Organ des menschlichen Körpers beschrieben. Sie ist eine dynamische Grenzfläche, die zwischen den wechselnden äußeren und inneren Bedingungen des Körpers vermittelt. Sie wird als Organ bezeichnet, da sie aus verschiedenen Gewebearten zusammengesetzt ist, die gemeinsam verschiedene Funktionen ausüben. Unter Einbeziehung der Hautanhangsgebilde wie den Haaren, Drüsen, Nägeln wird vom Hautsystem gesprochen. Das Gewicht (ohne Fettgewebe) beträgt etwa 3 kg ... 4 kg bis etwa 15% des Körpergewichtes. Die Fläche beträgt  $1,4 m^2 \dots 2,0 m^2$  beim Erwachsenen und der Aufbau ist in mehrere funktionell spezialisierte Schichten unterteilt (siehe Abbildung A.5, [Kraitl08] Abb. 3.14 oder [Aumüller14] im Kapitel O-1 „Haut“). Grob untergliedert gibt es die **Oberhaut** (Epidermis), die darunter liegende **Lederhaut** (Dermis, lateinisch: Corium) und die **Unterhaut** (Subcutis). Die Haut besteht genau wie die weichen Körpergewebe zum größten Teil aus Wasser. Die dielektrischen Eigenschaften der Haut sind weitgehend durch die Hornschicht (Stratum corneum) festgelegt, die größtenteils aus abgestorbenen Zellen besteht. In [Jastrow15] sind Aufbau und Funktion der einzelnen Hautschichten sehr ausführlich beschrieben. Hier wird eine Übersicht gegeben, um die Dimensionierung der entwickelten Messtechnik zu begründen.

1. Die **Epidermis** gehört zu den Epithelgeweben. Sie ist ein nicht durchblutetes mehrschichtig verhorntes Plattenepithel (Keratin). In nicht verhärtete-

ten Bereichen hat sie eine Dicke von  $10\ \mu\text{m} \dots 50\ \mu\text{m}$ . An den Handinnenflächen und den Fußsohlen sind Schichtdicken der Hornhaut (stratum corneum) von mehreren Millimetern möglich. Ortsabhängig sind bis zu 10% der Zellen oberhalb der Basalschicht (stratum basale) die nur in Spezialfärbungen erkennbaren und sonst hellen Melanozyten. Im Zytoplasma der Melanozyten werden mit Hilfe von UV-Strahlen braun schwarzes Eumelanin und gelblich rötliche Phäomelanine gebildet. Diese sorgen für die Bräunung der Haut bei Sonneneinstrahlung und verhindern, dass UV-Licht tief in die Haut eindringen kann. Die Wirkung ist vom Hauttyp abhängig und die Schichtdicke ist mit weniger als  $50\ \mu\text{m}$  in der gesamten Haut vernachlässigbar klein. Die Epidermis und Dermis sind durch zapfenförmige Ausläufer verzahnt (Stratum papillare) und gegeneinander nicht verschiebbar.

2. Die darunter liegende **Dermis** hat eine Dicke von  $0,5\ \text{mm} \dots 1,5\ \text{mm}$ . Sie ist ein Bindegewebe mit gut entwickelten elastischen Fasern (Kollagen). Sie enthält den Subpapillären Gefäßplexus (Plexus superficialis) und oberhalb die Kapillaren mit einem Durchmesser [Aumüller14] (Absatz B-2.2.3) von  $3\ \mu\text{m} \dots 4\ \mu\text{m}$  zur Versorgung der lebenden Zellen mit Nährstoffen. Als Verbindung zum tiefen dermalen Gefäßplexus (Plexus profundus) gibt es Arteriolen und Venolen mit einem Innendurchmesser von etwa  $20\ \mu\text{m}$  (siehe Marke 1 in Abb. A.5) und [Aumüller14] (Absatz O-1.10 Gefäßplexus der Haut). Weiterhin enthält die Dermis Nervenenden (Marke 2 in Abb. A.5), Schweißdrüsen (Marke 3 in Abb. A.5), Haarwurzeln mit Talgdrüsen und auch Muskeln, die u.a. eine „Gänsehaut“ erzeugen können.
3. Die **Subcutis** (Tela subcutanea) ist an verschiedenen Stellen des Kopfes unterschiedlich stark ausgeprägt. Sie bestimmt die Form der Haut wie z.B. im Wangenbereich, während sie an anderen Stellen wie z.B. dem Augenlid fehlt. Sie stellt die Verbindung zwischen Lederhaut und oberflächlicher Körperfaszie (Bindegewebe: Bänder, Sehnen) her und ermöglicht die Verschiebbarkeit der Lederhaut. Die lokal sehr unterschiedlich stark ausgeprägte Verschiebeschicht zwischen Haut und Muskulatur bzw. Haut und Knochen ist das Fettgewebe der Subcutis. Je nach Fettgewebe kann die Subcutis eine Dicke zwischen  $0,5\ \text{mm} \dots 30\ \text{mm}$  haben. In der Subcu-

tis befinden sich auch Blutgefäße mit etwas größerem Außendurchmesser von etwa  $50\ \mu\text{m} \dots 200\ \mu\text{m}$  [Hardmeier12] S.6 und siehe Marken 4 und 5 in Abb. A.5. Auch periphere Verzweigungen der Hautnerven für die oberen Hautschichten und lockeres Bindegewebe befinden sich in der Subcutis. In der Subcutis befinden sich weiterhin die Sinneszellen für starke Druckreize und der Tastsinn (z.B. Lamellenkörperchen). Die Beschaffenheit der Subcutis hat Einfluss auf die optische Pulsmessung, da die hierin befindlichen Arterien ein subcutanes Netz von Blutgefäßen bilden. Von dort steigen eine Vielzahl Äste oder auch Stämmchen aus Blutgefäßen rechtwinklig oder schräg gegen die Oberfläche bis zur Dermis auf. An der Grenze der Dermis zur Epidermis befinden sich die Kapillaren. Die größeren Arterien in der Subcutis sollen bei der Pulsmessung mit Lichtremission erfasst werden, um lokal unterschiedlich starke Nutzsignalamplituden zu erhalten (siehe Kapitel 6.2). Das war unter anderem eine Vermutung, warum  $G_S(z) \neq G_V(z)$  werden kann, was für das Störunterdrückungsmodell in dieser Arbeit wichtig ist.

4. Unterhalb der Subcutis befinden sich Faszien, Muskeln und Knochen zur Stabilisierung des Gewebes.

Die Eigenschaften der Haut sind frequenzabhängig und es müsste formal nicht nach elektrischen und optischen Eigenschaften unterschieden werden. Es handelt sich in beiden Fällen um die Wirkung von elektro-magnetischen Feldern bei unterschiedlichen Frequenzen. Da sich aber in der Optik bzw. der Spektroskopie die Wellenlänge<sup>8</sup> und die Wellenzahl<sup>9</sup> als Maß für die Frequenz etabliert haben, werden hier die Eigenschaften der Haut in zwei Abschnitten separat diskutiert.

Bei den **elektrischen Eigenschaften** der Haut ist die elektrische Impedanz von Bedeutung. Bei niedrigen Frequenzen wird sie vorrangig von den Eigenschaften der Epidermis [Grimnes08] S.110 ff. und [Gabriel et al., 96a] bestimmt. Die Hornhaut hat einen festen Aggregatzustand und kann sehr wenig Feuchtigkeit enthalten. Nach Wasseraufnahme oder Schwitzen kann sie aber auch sehr feucht sein und der elektrische Widerstand nimmt stark ab. Die Epidermis

---

<sup>8</sup>Wellenlänge  $[\lambda] = \text{nm}$  oder  $\mu\text{m}$

<sup>9</sup>Wellenzahl  $\tilde{\nu} = \frac{1}{\lambda}$  mit  $[\tilde{\nu}] = \text{cm}^{-1}$ ,  $1\ \text{cm}^{-1}$  entspricht der Frequenz 30 GHz

kann als ein Feststoffelektrolyt angesehen werden, der wenige freie Ionen als bewegliche Ladungsträger enthält. Die Epidermis enthält auch Schweißporen, die einen Austausch von Ionen durch die Haut ermöglichen.

Die weichen Gewebe unterhalb der Epidermis haben wesentlich geringere spezifische Widerstandswerte als die trockene Epidermis (siehe Tabelle A.1.2). Ein elektrischer Strom fließt nach dem Durchdringen der Epidermis (galvanisch, kapazitiv oder induktiv) relativ gut<sup>10</sup> im übrigen Körpergewebe. Die Eindringtiefe wird maßgeblich durch die Gewebeleitfähigkeit bzw. den spezifischen Gewebewiderstand und die Frequenz bestimmt. Bei einem spezifischen Gewebewiderstand von  $\rho_{Blut} = 150 \Omega \cdot cm$  ( $1 Hz \leq f \leq 10 kHz$ , [Grimmes08]) ist die Eindringtiefe von Wechselstrom bei der Impedanzmessung größer als 50 cm (siehe Abbildung B.8). Eine Pulsmessung ist demnach gut möglich und optimal, wenn sich eine größere Arterie im Strömungsfeld befindet.

Die **optischen Eigenschaften** der Haut wurden bereits von vielen Autoren untersucht und beschrieben wie z.B. [Svaasand95], [philips09], [Kraitl08]. Kenntnisse über die optischen Eigenschaften der Haut sind für das Verständnis der Wirkung der optischen Strahlung auf die Haut wichtig. Die Eindringtiefe von Licht bei unterschiedlichen Wellenlängen im Bereich von 250 nm bis 10  $\mu m$  ist in Abbildung A.5 ersichtlich.

Es ist zu erkennen, dass die größeren Blutgefäße in der Subcutis nur mit Licht im Wellenlängenbereich von  $600 nm \leq \lambda \leq 1400 nm$  erreicht werden können. Bei Wellenlängen unterhalb von 600 nm schützt die stark zunehmende Absorption des Melanins die Haut bzw. die Zellkerne vor eindringendem kurzwelligem UV-Licht und begrenzt die Eindringtiefe des Lichtes in die Haut. Weitere Absorber wie der Gallenfarbstoff Bilirubin<sup>11</sup> oder Carotine können einen Einfluss haben. Im Bereich von  $600 nm \leq \lambda \leq 1400 nm$  ist die Wirkung des Melanins wegen des geringen Volumenanteils der Melanozyten vernachlässigbar.

---

<sup>10</sup>z.B.  $\rho_{Epidermis} / \rho_{Blut} = 10^4 / 149 = 67$

<sup>11</sup>Diese gelbliche Substanz entsteht beim Abbau der roten Blutkörperchen in Leber und Milz. Es entstehen am Tag ca. 300 mg Bilirubin im menschlichen Organismus, wovon rund 80 Prozent aus dem Abbau gealterter Erythrozyten stammt. Bei bestimmten Erkrankungen wie z.B. der Gelbsucht erhöht sich die Konzentration des Bilirubins im Körper und lässt die Hautfarbe, zum Teil auch die Augen, gelblich aussehen. Auch die Farbe des Urins wird indirekt von diesem Farbstoff bestimmt.



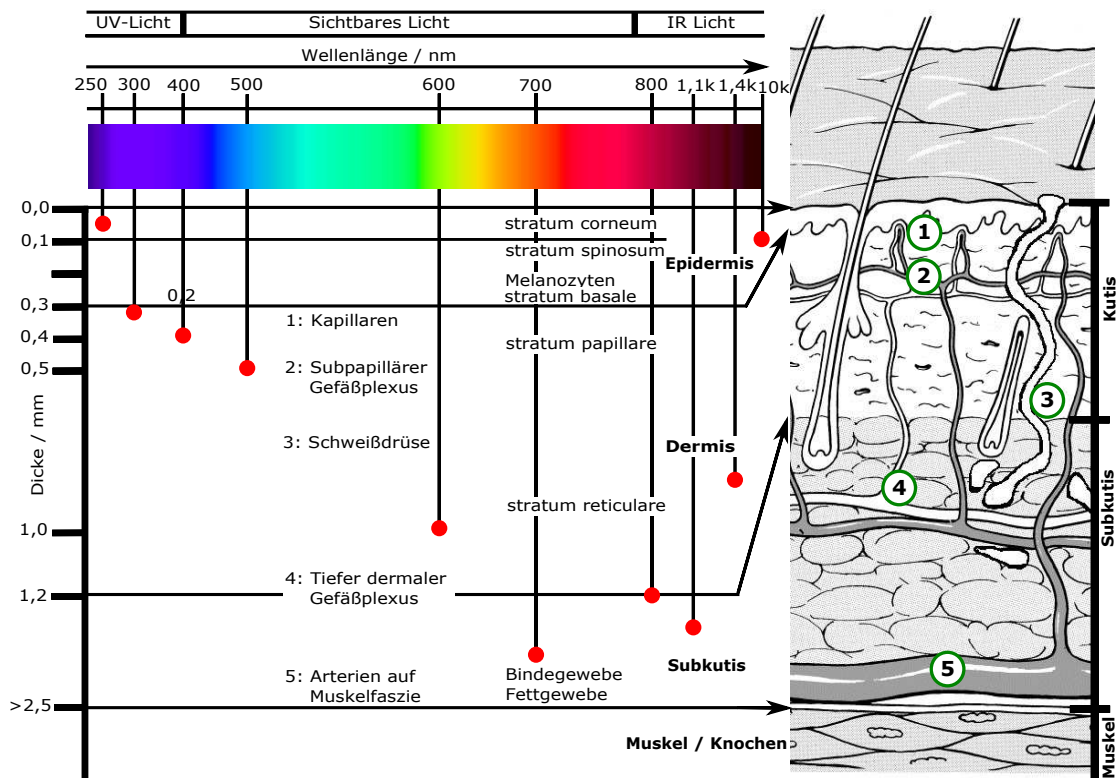


Abbildung A.5.: Eindringtiefe von Licht in die Haut in Abhängigkeit von der Wellenlänge vergleiche [philips09] und Gefäßversorgung vergleiche [Rettinger] S.622. 1: Kapillaren, 2: Subpapillärer Gefäßplexus in der Dermis, 3: Schweißdrüse, 4: Tiefer dermaler Gefäßplexus bzw. Subkutan verlaufende Gefäße, 5: Axiale Arterie auf Muskelfaszie.

Moderne Pulsmessgeräte nutzen aber z.B. grünes Licht, da hier die Hämoglobine eine hohe Absorptionsbande haben. Das verspricht einen großen Wechselanteil im Pulssignal. Im infraroten Bereich, d.h. oberhalb von 1400 nm nimmt die Absorption von Wasser zu und begrenzt die Eindringtiefe des Lichtes. Das medizinisch nutzbare „Diagnostische Fenster“ liegt daher zwischen  $600 \text{ nm} \leq \lambda \leq 1000 \text{ nm}$  [Kraitl08] S.67. Im Modell werden Melanin (siehe [Kraitl08] S. 48) und Knochen (siehe S.49) als Absorber vernachlässigt. Die Schichten der Haut haben unterschiedliche Brechungsindizes und Verteilungen der Chromophoren, welche von der Wellenlänge abhängige Reflexions-, Transmissions- und Streueigenschaften verursachen. Die Reflexion der Strahlung beträgt in der Hornschicht im Bereich der Wellenlänge  $250 \text{ nm} \leq \lambda \leq 300 \text{ nm}$  etwa 4-7 % . Bei größeren Wellenlängen nimmt die Reflexion der Haut zu. Bei  $\lambda \approx 800 \text{ nm}$  gibt es je nach Hauttyp eine maximale Reflexion von 40-60 %.

### A.5.5. Eigenschaften von Muskelgewebe

Die Muskulatur macht etwa 40% des Körpergewichtes aus. Wie in [Kreidel85] S.12.6 zu lesen ist, besteht die Muskulatur zu etwa 80% aus Wasser. Das Wasser hat eine ausfüllende Funktion und ist wichtig bei der Kontraktion der Muskulatur. Etwa 25% des Wassers befinden sich im Raum zwischen den Muskelfasern. Die **elektrischen Eigenschaften** werden durch den Anteil an Körperflüssigkeit bestimmt und die Leitfähigkeiten sind in Tabelle A.1.2 aufgelistet. Bei Verdichtung der Muskulatur während einer Kontraktion ändert sich der Betrag der Transferimpedanz um wenige Ohm. Das ist eine große Änderung in Bezug auf pulsabhängige Impedanzänderungen, die im Bereich Milliohm liegen. Die optischen Eigenschaften d.h. vor allem die Lichtabsorption lässt sich mit der von Wasser annähern (siehe Abbildung 2.14).

## B. Anhang Messtechnik und technische Dokumentation

In diesem Kapitel werden eine Auswahl von gekauften und selbst entwickelten Sensoren vorgestellt. Weiterhin werden die wichtigsten Eigenschaften der verwendeten Messgeräte genannt. Danach werden die optischen Sensoren vorgestellt, die auf einen hohen SNR, hohe Ortsauflösung und gute reproduzierbare Ankopplung an die Stirn optimiert wurden.

### B.1. Drucksensoren

#### B.1.1. Foliendrucksensor Flexiforce

Zur Messung des Druckes zwischen dem PPG-Sensor und der Haut wurde ein flacher und flexibler Foliendrucksensor *Flexiforce A201* der Firma *Tekscan* verwendet. In Abbildung B.1 und B.2 werden der Sensor und die Widerstandskennlinie gezeigt. Der Sensor kann Gleich- und Wechselanteile des Druckes messen. Dieser Sensor funktioniert resistiv und besteht aus zwei Lagen dünner Folie.

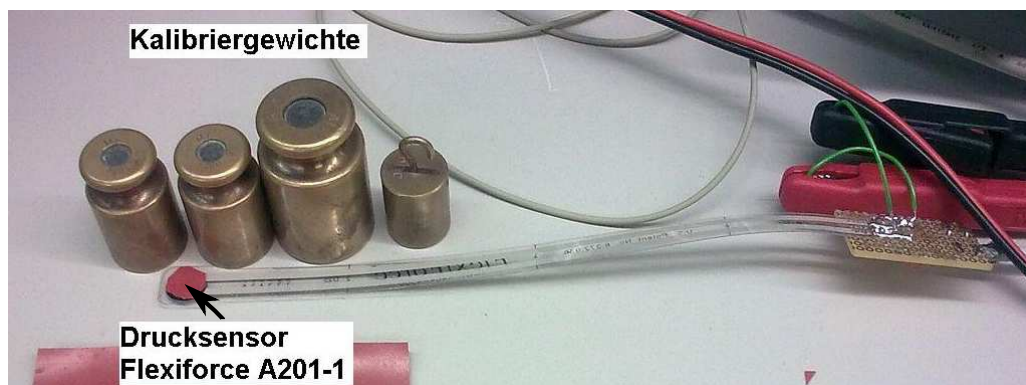


Abbildung B.1.: Ansicht des Drucksensors *Flexiforce A201-1*.

Die Dicke der Folie ist kleiner als 0,2 mm und es sind zwei Silberelektroden aufgebracht. Das leitfähige Material wird auf die Elektroden gedruckt.

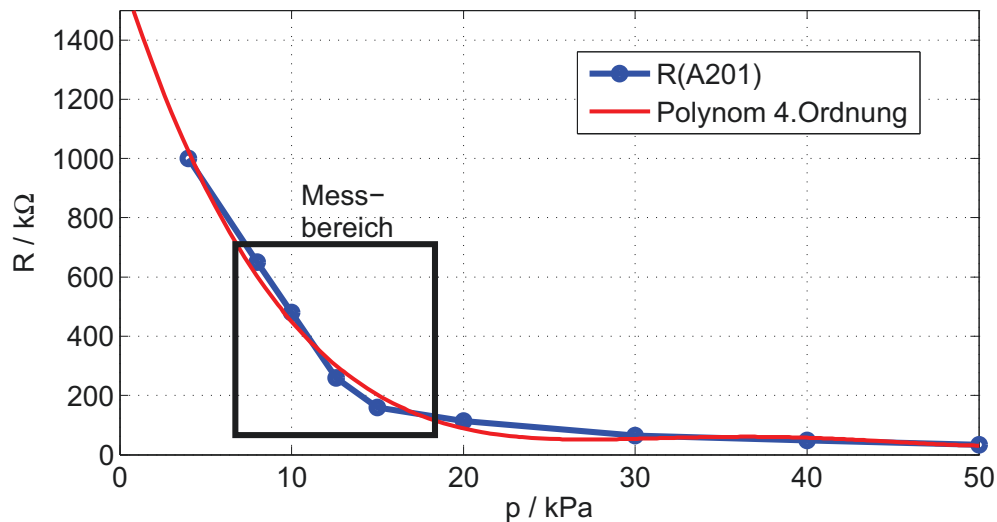


Abbildung B.2.:  $R=f(p)$  Druck-Widerstandskennlinie des Flexiforce A201.

$$\begin{aligned} \frac{R}{k\Omega} = & 0,00090498 \cdot \left(\frac{p}{kPa}\right)^4 - 0,13827 \cdot \left(\frac{p}{kPa}\right)^3 \\ & + 7,6622 \cdot \left(\frac{p}{kPa}\right)^2 - 182,75 \cdot \frac{p}{kPa} + 1640,50 \end{aligned} \quad (B.1)$$

Beim Zusammendrücken der zwei Folien nimmt der Widerstand des leitenden Materials zwischen den Elektroden von  $R \geq 5 M\Omega$  auf bis  $R \approx 10 k\Omega$  ab (siehe Abbildung B.2). Der Sensor kann Kräfte bis  $F = 1 lb \hat{=} 4.4 N$  messen und wurde im Messbereich von  $F = 0 \dots 4 N$  kalibriert. Bei kräftigem Drücken eines Pulssensors oder einer Elektrode auf den Arm traten maximal Drücke bis  $p = 20 kPa$  auf. Das entspricht  $p = 150 mmHg$  und bei der Sensorfläche von  $A = 0,78 cm^2$  einer Kraft von  $F \approx 1,6 N$ .

Die Reproduzierbarkeit der Kraft- bzw. Druckmessung mit diesem Sensor war unbefriedigend. Eine etwas veränderte Richtung bei der Krafteinkopplung in den Sensor (Oberfläche, Winkel) verursachte Schwankungen der Messwerte von bis zu 25%. Dieser Sensor wurde trotz der Nachteile verwendet, da er sehr flach und flexibel ist und die Bauform gut zum PPG-Sensor passte. Die Widerstandskennlinie ließ sich mit einem Polynom 4. Ordnung wie in Formel B.1 berechnen. Zur exakten Interpolation der Leitwertkennlinie des Sensors war ein

Polynom ab 5. Ordnung nötig. Das Flexiforce-Sensorelement wurde an einem Messverstärker Scout55 der Firma HBM als Halbbrücke, d.h. als Spannungsteiler in Reihe mit einem RC-Glied ( $R = 1\text{ M}\Omega$  parallel mit einem Kondensator  $C = 4,7\text{ pF}$ ) betrieben.

### B.1.2. Passiver Piezo-Pulssensor MLT1010/T

Der Druckänderungssensor *MLT1010/T* in Abbildung B.3 wurde von der Firma *AD-Instruments GmbH* für die Pulsmessung am Finger entwickelt. Es ist ein Piezosensor, der prinzipbedingt nur Druckänderungen messen kann. Um die Druckzeitfunktion des Pulssignals zu erhalten, muss das gemessene Druckänderungssignal integriert werden. Der Sensor hat eine relativ große Auflagefläche von  $3,14\text{ cm}^2$ . Der Vergleich der verschiedenen Sensoren zur Pulsmessung sollte am Unterarm erfolgen. Für Pulsmessungen am Unterarm war der Sensor *MLT1010/T* ohne Modifikationen nicht geeignet. Mit der großen Sensoroberfläche können die Arterien im Unterarm mechanisch schlecht kontaktiert werden, wodurch sich das SNR verschlechtert. Mit einer Neuentwicklung (siehe Kapitel B.1.3) sollten diese Nachteile beseitigt werden.



Abbildung B.3.: Ansicht des Druckänderungssensors *MLT1010*.

### B.1.3. Aktiver Piezo-Pulssensor

In Lohse [Lohse11] wurde ein einkanaliger aktiver piezoelektrischer Druckänderungssensor (PC) mit Instrumentenverstärker INA321 [TEX06] und einer Piezoscheibe von [PI11] entwickelt, der auch einen integrierten 3D-Beschleunigungssensor ADXL330 von der Firma [AD06] enthält. Die Empfindlichkeit und der Frequenzgang des Druckänderungssensors sollten besser oder vergleichbar mit dem *MLT1010/D* in Abbildung B.3 sein. Der neue Sensor sollte stromsparend und mobil verwendbar sein. Er wurde für den Anschluss an

einen Mikrocontroller im Betriebsspannungsbereich von  $0 \dots 3,3 \text{ V}$  ausgelegt. Der Offset am Sensorausgang betrug etwa  $1,5 \text{ V}$  und wurde als Mittelwert, d.h. als virtuelle Masse benötigt, damit das Pulssignal in positiver und negativer Richtung ausgelenkt werden kann. Das Pulssignal und die Beschleunigungen für die drei Achsen vom Beschleunigungssensor wurden jeweils als analoge Spannungen auf separaten Kanälen ausgegeben. Die  $3\text{V}$ -Betriebsspannung wird massefrei (floatend) von zwei  $1,5\text{V}$ -Batterien (Typ AA) bereitgestellt. Beschleunigungsangaben werden in der Praxis oft auf Vielfache der Erdbeschleunigung ( $1 \cdot g = 9,81 \text{ m/s}^2 = 1g$ ) normiert. Der Beschleunigungssensor hat eine typische Empfindlichkeit von  $300 \text{ mV/1g} \pm 10\%$ . Bei einem Messbereich von  $\pm 3g$  können damit  $\pm 3g \cdot 0,3 \text{ V/1g} = \pm 0,9 \text{ V}$  ausgelenkt werden. Die Empfindlichkeit betrug mit symmetrischem Spannungsteiler am Ausgang  $300 \text{ mV} / (1g \cdot 14,3) \approx 21 \text{ mV/1g}$ . Die obere Grenzfrequenz wurde bei allen drei Ausgängen des Beschleunigungssensors mit einem passiven Tiefpassfilter erster Ordnung auf  $f_{TP} = 106,4 \text{ Hz}$  eingestellt.

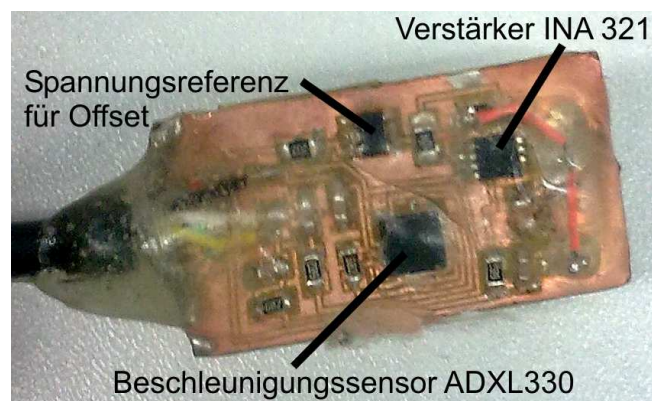


Abbildung B.4.: Piezosensor Bestückungsseite.

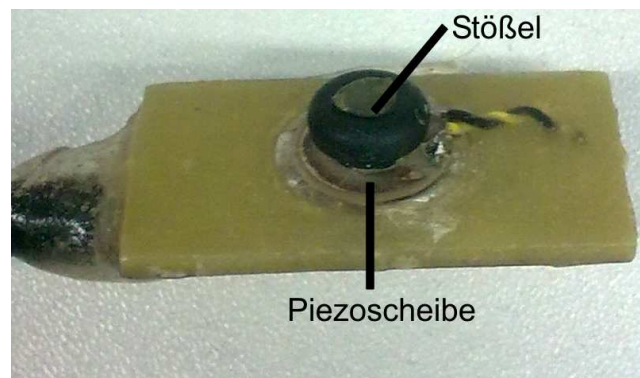


Abbildung B.5.: Piezosensor von unten.

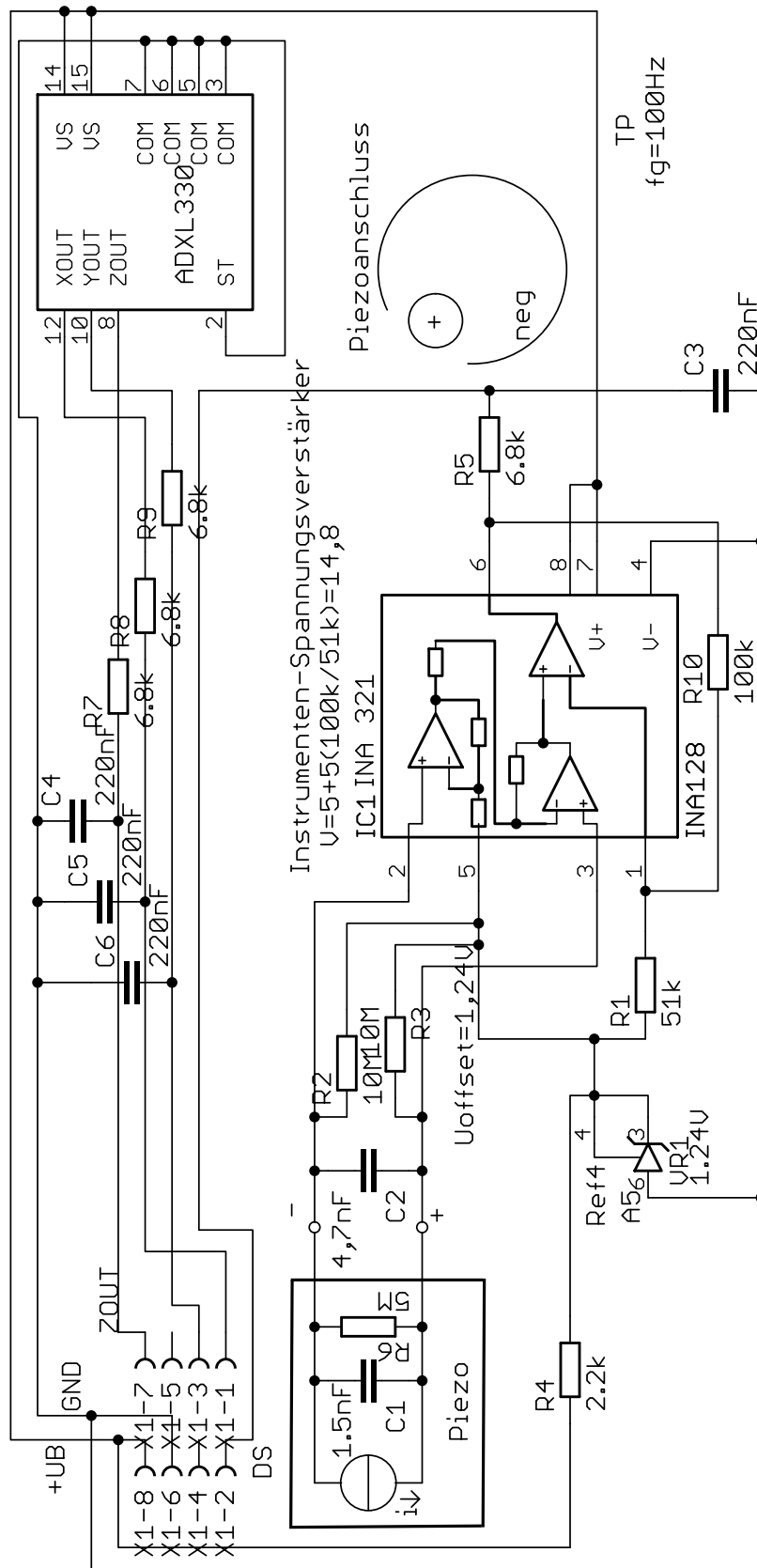


Abbildung B.6.: Schaltung des Piezo-Druckänderungssensors.



## B.2. Messverstärker zur Biosignal-Ableitung

### B.2.1. Biosignalverstärker Powerlab

Der Verstärker Powerlab 4/25T [ADI05] von der Firma *ADInstruments GmbH* [ADI05] hat zwei frei konfigurierbare nicht isolierte differentielle Eingänge mit einer Spannungsauflösung von 16 Bit und mit einem einstellbaren Messbereich von 2 mV bis 10 V. Weiterhin gibt es zwei differentielle Eingänge für die Ableitung von Biosignalen mit einer gemeinsamen nach medizintechnischen Anforderungen isolierten Masse. Damit lassen sich elektrische Biosignale wie z.B. ein EKG oder EMG direkt messen. Die Ankopplung der isolierten Kanäle erfolgt immer über einen Hochpass. Der Eingangsbereich ist einstellbar zwischen 20  $\mu$ V bis 50 mV. Die Abtastrate beträgt bis zu 200 ksp/s. Im Vierkanalbetrieb sind noch 40 ksp/s pro Kanal verfügbar. Zusätzlich ist auch ein potentialfreier Stimulator integriert, mit dem das Gewebe (Muskeln oder Nerven) stimuliert werden können.

Das Rauschen des Verstärkers ist klein genug für die Biosignalleitung, wenn die Messung auf den Wechselanteil eingeschränkt werden kann. Für die Untersuchungen zur Störsignalunterdrückung ist es günstig, wenn der Gleich- und Wechselanteil des PPGs (ggf. mit zwei getrennten Messkanälen) gemessen werden. So steht die vollständige Information des optischen Sensors für die Auswertung zur Verfügung. Der relativ große Gleichanteil im PPG-Signal erfordert einen Messbereich zwischen  $\pm 2$  V und  $\pm 5$  V. In diesem Messbereich sind die kleinen Nutzsignale (1 ... 30 mV) von einem störenden Rauschen überlagert. Für eine gute Signalqualität stand der Verstärker *g.USBamp* zur Verfügung. Für eine einfache flexible SensorAnkopplung, Bedienung, Filterung und einen einfachen Datenexport in das *MATLAB*-Dateiformat ist der Verstärker sehr gut geeignet. Eine mobile Verwendung des Verstärkers ist aber nicht möglich.

### B.2.2. Biosignalverstärker g.USBamp

Der Verstärker *g.USBamp* von der *g.tec medical engineering GmbH* hat eine rauscharme Eingangsverstärkertechnologie mit fester Gleichspannungskopplung, die für die Messung eines EEGs geeignet ist. Sehr vorteilhaft ist die hohe Spannungsauflösung von 24 Bit. Der Messbereich ist für Gleich- und Wechselsignale auf  $\pm 250$  mV, d.h. auf ein maximales Differenzsignal von 500 mV be-



grenzt. Der Verstärker hat eine sehr hohe Spannungsauflösung von  $\leq 30 \text{ nV}$ . Damit lassen sich elektrophysiologische Signale direkt, d.h. ohne eine zusätzlich vorgeschaltete Hardware messen. Durch Überabtastung und Mittelwertbildung wird ein sehr hoher SNR erreicht. Zur Anpassung der PPG-Signale an den kleinen Messbereich müssen aber jeweils symmetrische Vorschaltungen verwendet werden.

Es gibt vier unabhängige Verstärkerbänke mit je einer Masse und einer eigenen isolierten Spannungsversorgung. Je Verstärkerbank gibt es einen Referenzspannungseingang und vier zugehörige Kanäle, die bezogen auf die Referenzspannung messen. Insgesamt stehen somit 16 Kanäle zur Verfügung, die synchron mit einer Abtastfrequenz von bis zu  $2400 \text{ Hz}$  arbeiten. Die Bedienoberfläche ist nicht sehr intuitiv und mathematisch nicht sehr exakt. Der Datenexport in das *MATLAB*-Format (\*.mat) ist mit der *MATLAB*-Funktion *daqread.m* aus der *Data Aquisition Toolbox* möglich. Eine mobile Verwendung des Verstärkers ist nicht möglich.

## B.3. Anhang Messung der Bioimpedanz

Da biologisches Gewebe aus einem Verbund von vielen verschiedenen Zellen mit jeweils unterschiedlichen Funktionen und unterschiedlichen elektrischen Eigenschaften besteht, ist die Zusammenfassung der Vielzahl von Zellen zu verschiedenen Gewebearten mit spezifischen Eigenschaften sinnvoll. Hierzu gibt es zahlreiche Untersuchungen und Simulationen in der Literatur wie z.B. in [Grimnes08].

### B.3.1. Elektroden

Elektroden haben in der Natur und Technik eine große Bedeutung. [Oehler09] beschreibt auf S.4 ff., dass es in der Medizintechnik viele Anwendungen gibt, bei denen metallische Gegenstände mit dem Körper in Kontakt gebracht werden. Zum Einen lassen sich mit Elektroden Signale von elektrisch aktiven Quellen im Körper ableiten und zum Anderen kann damit zu Therapie- oder Messzwecken Strom durch den Körper geleitet werden. In Tabelle A.1 wurde eine Übersicht von Ionen und deren Konzentration im Körpergewebe zusammengestellt.

### B.3.2. Aufbau zur Messung der Bioimpedanz

In Abbildung B.7 wird das Blockschaltbild des Messaufbaus zur Impedanzmessung gezeigt. Dieser Aufbau diente zur Pulsmessung und zum Vergleich des Nutz-Störsignal-Verhältnisses bei verschiedenen Elektroden unter Bewegungsbeeinflussung.

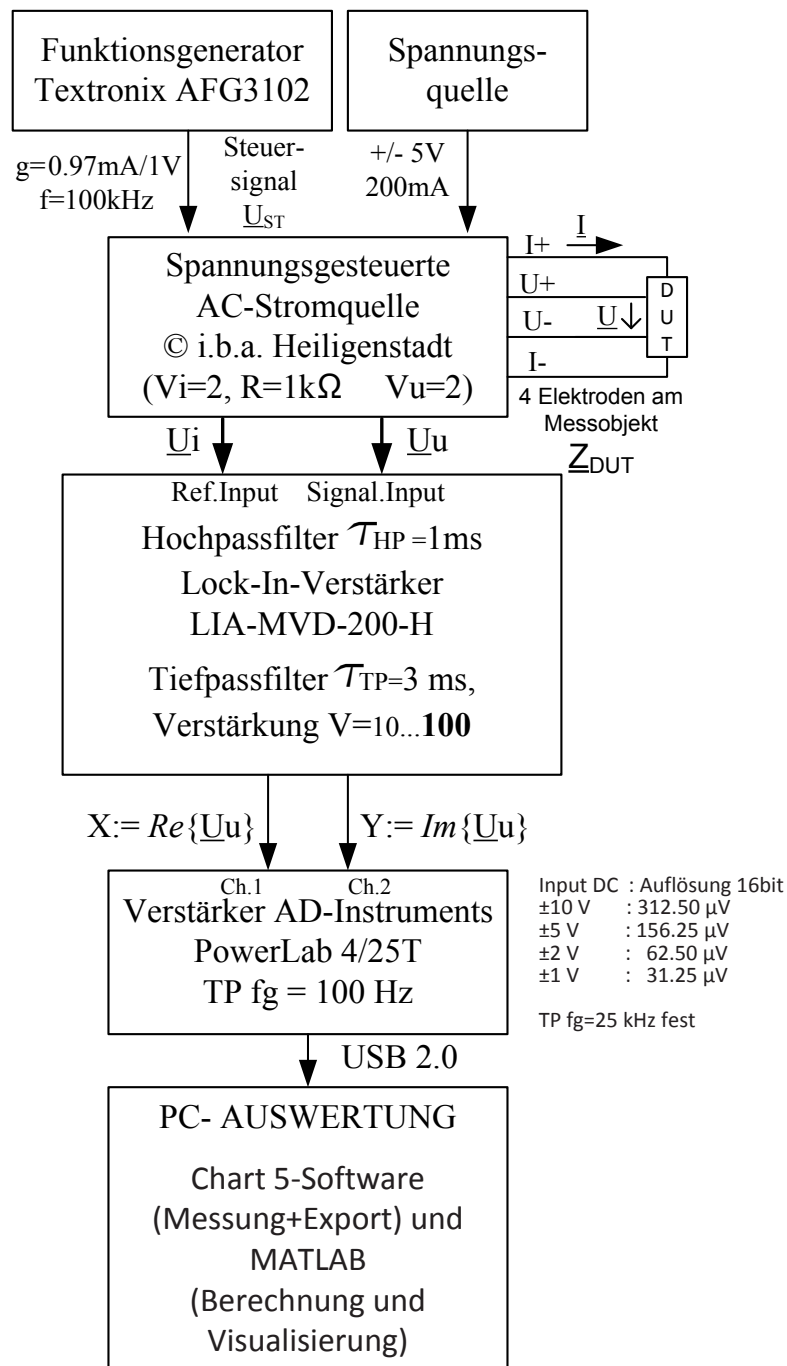


Abbildung B.7.: Blockschaltbild zur IPG-Messung z.B. am Arm.

### B.3.3. Eindringtiefe von Wechselstrom in biologisches Gewebe

Wenn Wechselstrom in einem elektrischen Leiter fließt, entstehen im Leitermaterial Wirbelströme. Der Stromfluss wird bei hohen Frequenzen aus der Leitungsmittelpunkt in den Außenbereich des Leiters „verdrängt“ (Skin Effekt) und die Stromdichte im Leiter nimmt vom Rand zur Leitermitte hin mit einer e-Funktion ab. Es lässt sich mit der Kreisfrequenz  $\omega$ , der Permeabilität  $\mu$  und der spezifischen Leitfähigkeit  $\kappa$  des Leitermaterials mit Formel B.2 die verkleinerte äquivalente Leitschichtdicke  $\delta$  bzw. Eindringtiefe berechnen.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \kappa}} \quad (\text{B.2})$$

In Abbildung B.8 ist zur Abschätzung der Eindringtiefe die Leitschichtdicke  $\delta$  als Funktion der Frequenz für verschiedene Materialien dargestellt. Bei weichem biologischen Gewebe (siehe Blut) und der Frequenz  $f \leq 100 \text{ kHz}$  ist die Eindringtiefe größer als ein Meter. In diesem Frequenzbereich wird der menschliche Körper vollständig vom elektrischen Wechselstrom durchsetzt.

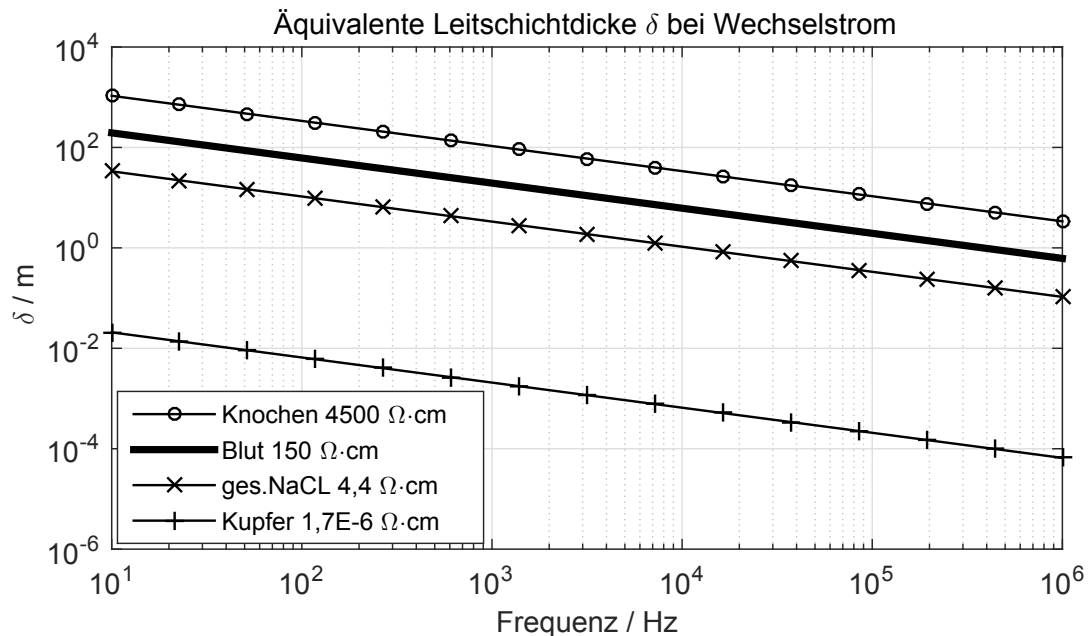


Abbildung B.8.: Leitschichtdicke (Eindringtiefe) bei Wechselstrom.

### B.3.4. FEM-Berechnung des Strömungs- und Potentialfeldes im Unterarm

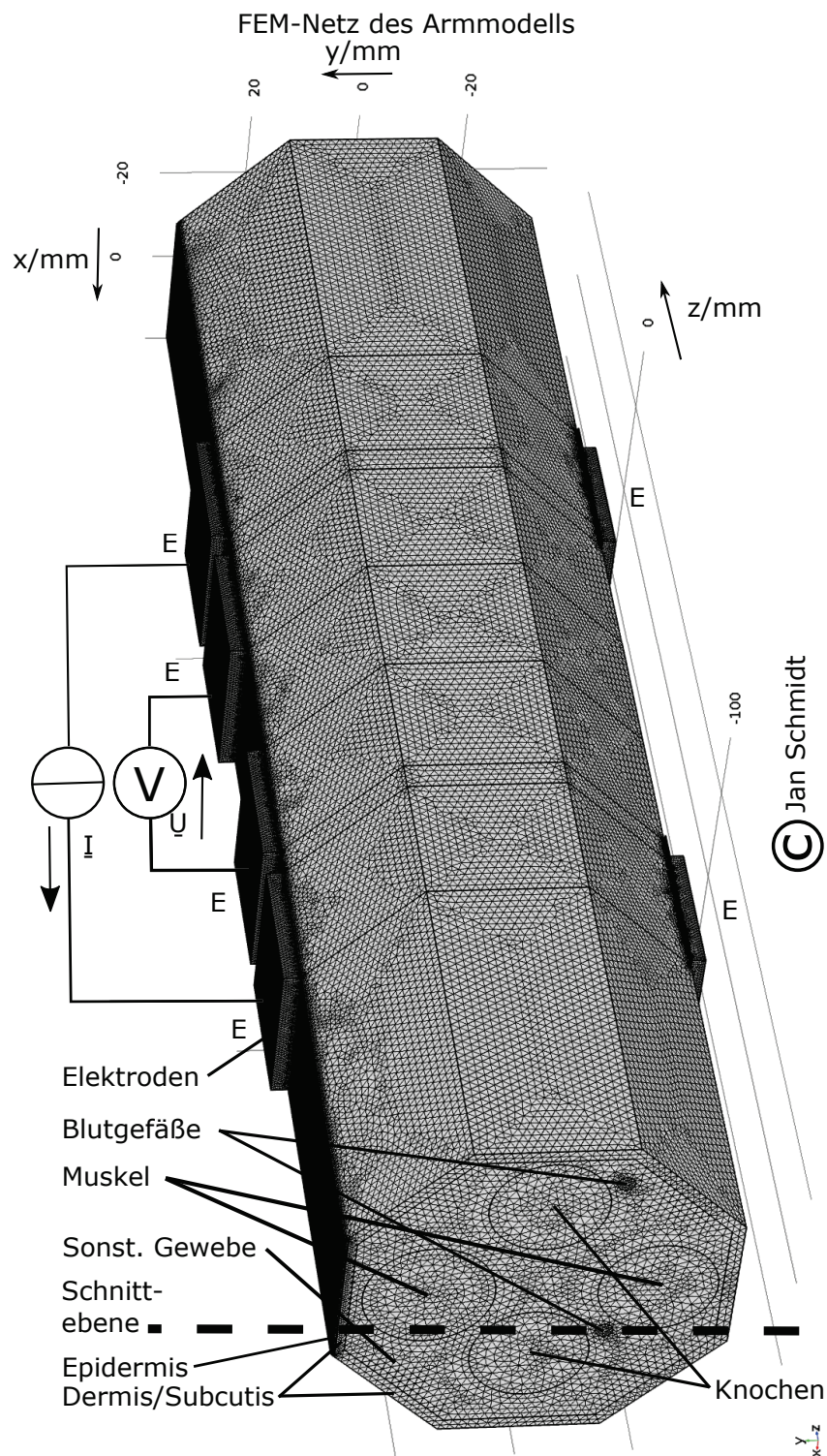


Abbildung B.9.: FEM-Netz des einfachen Unterarmmodells.

Tabelle B.1.: Parameter zur FEM-Berechnung

Material	Leitfähigkeit $\kappa / S \cdot m^{-1}$	Permittivität $\epsilon_r / As \cdot V^{-1}m^{-1}$
Epidermis	0,01	1
Knochen	0,01	2
Muskel	0,20	20
Sonst. Gewebe	0,20	20
Dermis+Subcutis	0,50	20
Blut	0,67	40
Silber	$61,35 \cdot 10^6$	1
Luft	0	1

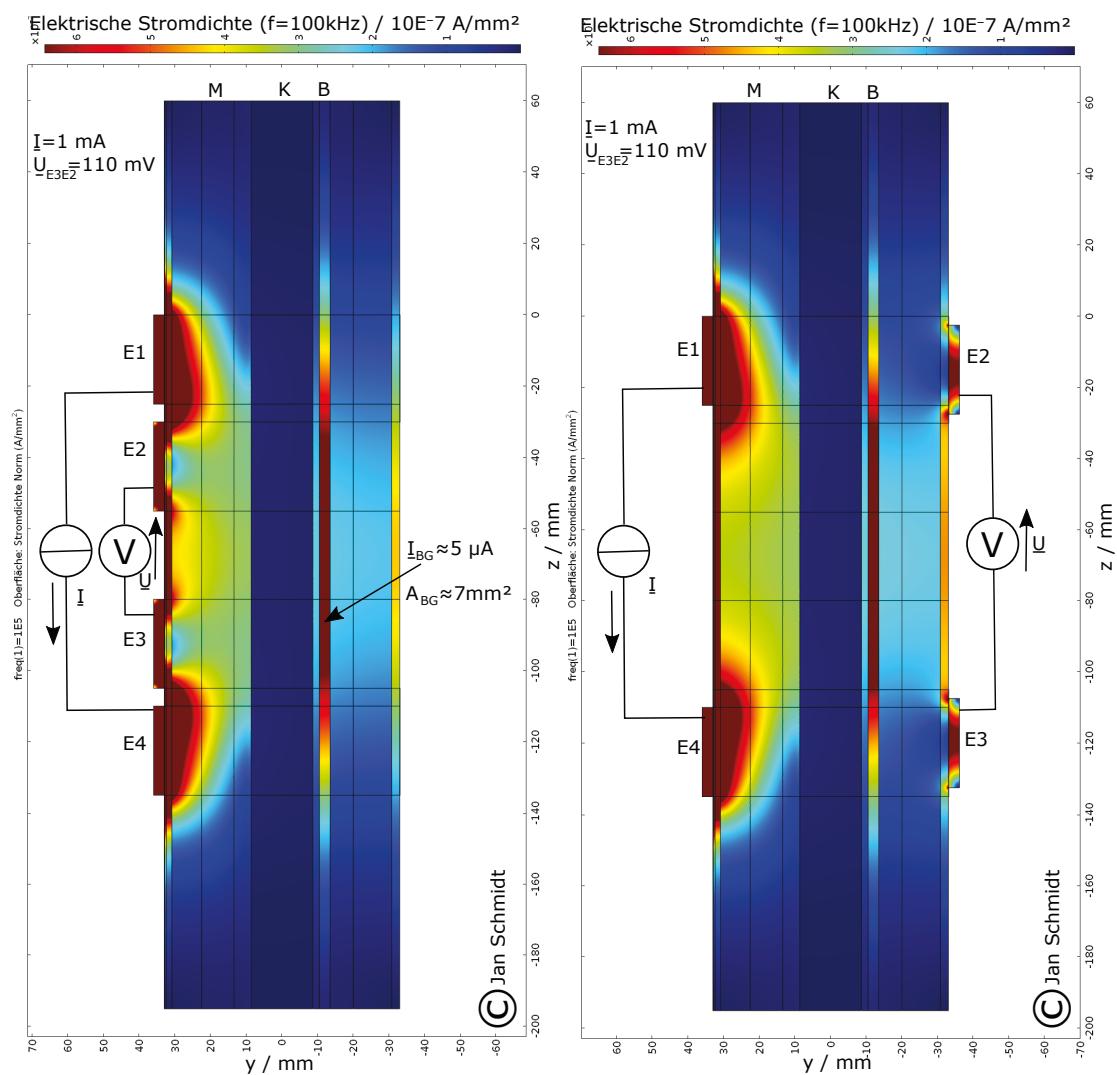


Abbildung B.10.: FEM-berechneter Stromdichtebetrag im Unterarm. E: Elektrode, M: Muskel, K: Knochen, B: Blutgefäß.

Das in Abbildung B.9 gezeigte 3D-Modell des Unterarmes wurde mit Autodesk Inventor konstruiert. Anschließend wurde darauf basierend das FEM-Netz in der Software COMSOL Multiphysics berechnet. Trotz relativ einfacher Geometrie und leistungsfähigem Computer dauerte jede Berechnung mit diesem FEM-Netz etwa zehn Minuten. Aus diesem Grunde wurde auf eine exaktere Modellierung des Unterarmes verzichtet.

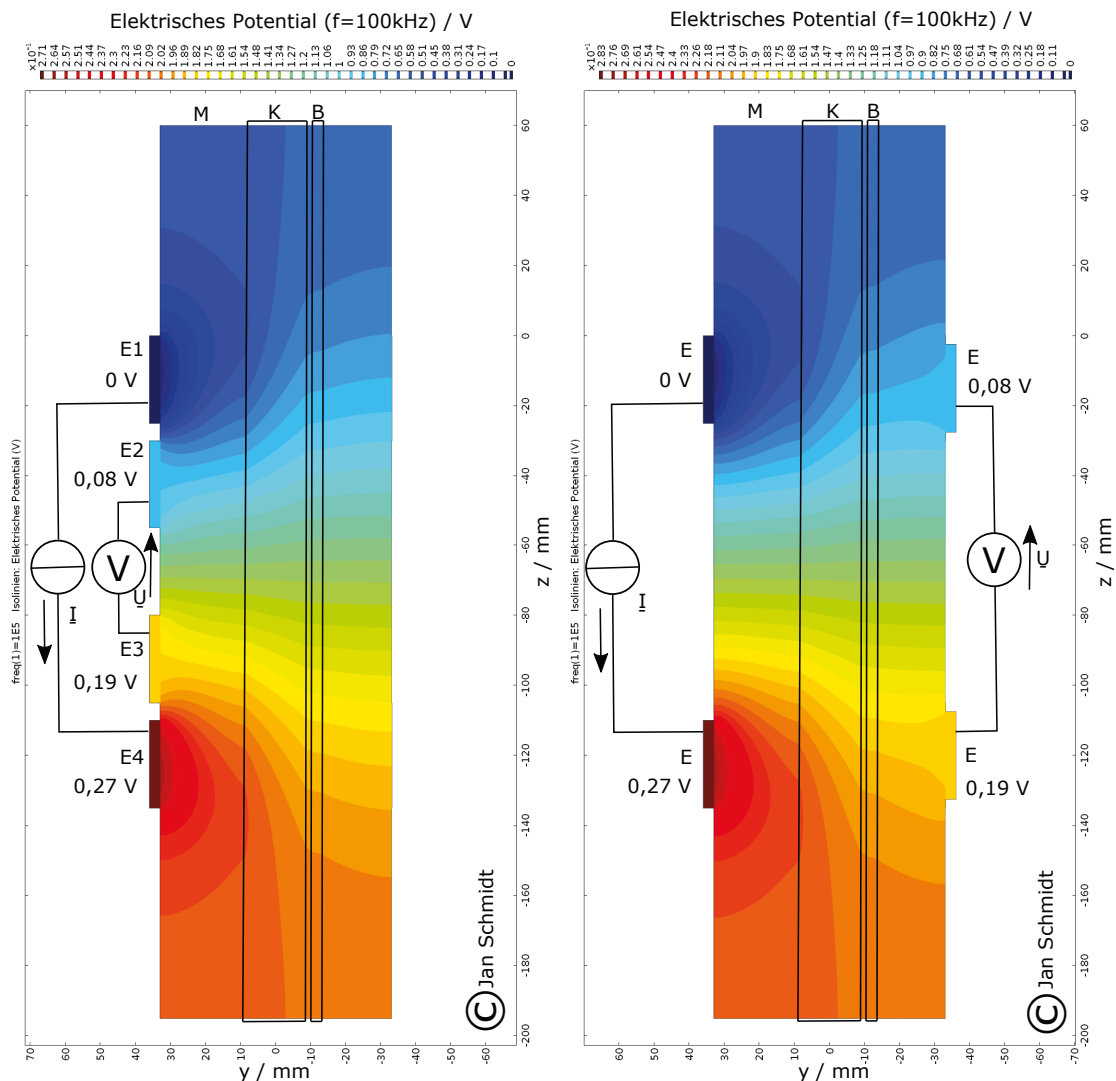


Abbildung B.11.: Berechnetes Potential im Unterarm. E: Elektrode, M: Muskel, K: Knochen, B: Blutgefäß.

Abbildung B.10 zeigt den Stromdichtebetrag im Unterarm auf einer in Abbildung B.9 markierten YZ-Schnittebene. Auf dieser Schnittebene sind die Stromdichten aller modellierten Materialien erkennbar. Zur Berechnung des Strö-

mungsfeldes wurde mittels Stromquelle eine Stromstärke mit einem Effektivwert  $I=1$  mA und der Frequenz  $f=100$  kHz über zwei Silber-Elektroden<sup>1</sup> mit der Fläche  $A = 6,25\text{cm}^2$  25 mm x 25 mm eingeprägt. Die Messelektroden wurden wie in Abbildung 2.5 in zwei Varianten positioniert, um mögliche Veränderungen im Strömungs- und Potentialfeld durch verschiedene Anordnung der Messelektroden untersuchen zu können. Im AC/DC-Modul der Software COMSOL Multiphysics wurden für die Berechnung des elektrischen Strömungsfeldes folgende Gleichungen aktiviert.

Die Formel

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{J} = Q_i \text{ (COMSOL-Syntax)}$$

ist die Kontinuitätsgleichung für die elektrische Raumladungsdichte:

$$0 = \text{div} \vec{J} + \dot{\rho} \text{ (typ. Schreibweise)} \quad (\text{B.3})$$

mit

$$\vec{J} = \kappa \cdot \vec{E} + j\omega \vec{D} + \vec{J}_e \quad (\text{B.4})$$

und

$$\vec{E} = -\text{grad} \varphi. \quad (\text{B.5})$$

Das Gewebe wurde als elektrisch quellenfrei angenommen, d.h. elektrisch aktive Zellen wie Nerven wurden vernachlässigt. Folgende Randbedingungen waren in der Simulation eingestellt:

$$\vec{n} \cdot \vec{J} = 0 \text{ (Auf den Außenflächen ist die Normalkomponente} \quad (\text{B.6})$$

$$\text{der Stromdichte} = 0, \text{ausgenommen an} \quad (\text{B.7})$$

Strom-Speisungsflächen, d.h. Elektroden.)

$$\varphi = 0 \text{ (an der Erdungsfläche Elektrode E1)} \quad (\text{B.8})$$

### Ergebnisse der Untersuchung:

Zur Verifizierung des Modells wurde mit dem Impedanzplethysmographen *Rheoscreen compact* mit der Elektrodenanordnung in Abbildung B.10 links am Unterarm ein rechteckförmiger Strom mit dem Effektivwert  $I=1$  mA eingeprägt. Mit einem Oszilloskop DSO-X 3052A wurden die folgenden Effektivwerte der nicht sinusförmigen Spannungen an den Elektroden gemessen:

$U_{E4-E1} = 205 \text{ mV}$ ,  $U_{E3-E1} = 105 \text{ mV}$  und  $U_{E2-E1} = 71 \text{ mV}$ . Die vom Rheoscreen compact angezeigte Grundimpedanz betrug  $Z_0 = 32 \Omega$  und das Pulssi-

<sup>1</sup>In Messungen wurde die Metallplattenelektrode Siemens 7269509 D=30 mm verwendet.

gnal war  $Z_{puls} = \Delta Z = 6,5 \text{ m}\Omega$ . Mit der Messung konnte zumindest die Größenordnung der berechneten Spannungen über den Elektroden bestätigt werden. Als **Ergebnis der Untersuchung** wurde festgestellt, dass in den Messelektroden in Abbildung B.10 links die maximale Stromdichte  $J = 0,7 \cdot \mu\text{A}/\text{mm}^2$  auftritt. Damit wird die Annahme bestätigt, dass eine erhöhte Stromdichte in den Messelektroden auftritt. Im Anhang B.3.3 ist ersichtlich, dass die Eindringtiefe des Stromes bei  $f=100 \text{ kHz}$  größer als die Abmessungen des Armes ist, was durch die Simulation bestätigt wurde. Das Strömungsfeld wurde durch die Platzierung der Messelektroden nur geringfügig verändert. Nur direkt unter den Messelektroden trat eine kleinere Stromdichte in der Haut auf. Durch Platzierung der Messelektroden an der Unterseite des Armes wird die Stromdichte in der Haut zwischen den Messelektroden vergrößert. Sie stieg von  $J = 0,4 \cdot \mu\text{A}/\text{mm}^2$  auf etwa  $J = 0,45 \cdot \mu\text{A}/\text{mm}^2$  an. Für die Durchströmung des Gewebes ist es demnach unerheblich, ob die Messelektroden nach Variante 1 oder 2 auf der Haut angebracht werden. Es ergibt sich bei beiden Elektrodenkonfigurationen etwa die gleiche Transferimpedanz. Die berechnete Stromdichte in den Blutgefäßen ist wegen der besseren Leitfähigkeit des Blutes um Faktor 7 größer als im umgebenden Gewebe. Insgesamt scheint aber die Summe aller Blutgefäße im Arm die pulsabhängige Impedanzänderung zu ergeben. Die berechnete Stromstärke in einem einzelnen Blutgefäß war relativ gering. In der Simulation wurden  $I_{BG} = 5 \mu\text{A}$  berechnet (siehe Abbildung B.10 links). Die Hüllen der Blutgefäße wurden nicht simuliert. Dadurch können die Ergebnisse der Simulation von der Praxis abweichen. Die Stromstärke in einem der simulierten Blutgefäße  $I_{BG}$  beträgt bei einem Arterienradius von  $d_{BG} = 3 \text{ mm}$  und der berechneten Stromdichte  $J_{BG} = 0,7 \mu\text{A}/\text{mm}^2$  etwa  $I_{BG} \approx 5 \mu\text{A}$ . Mit der Leitfähigkeit von Blut  $\kappa = 0,67 \text{ S}/\text{m}$  und bei einer Blutgefäßlänge von  $l_{BG} = 100 \text{ mm}$  ergibt sich ein Gefäßwiderstand von  $|\underline{Z}|_{BG} \approx 20 \text{ m}\Omega$ . Unter der Annahme, dass die gemessene Änderung  $Z_{puls} = \Delta Z = 6,5 \text{ m}\Omega$  von mehreren Blutgefäßen verursacht wird, ist die Größenordnung der in der Simulation berechneten Werte plausibel. Die Messelektroden sollten möglichst dicht über einer Arterie angebracht werden. So lassen sich die Pulssignalamplituden und das SNR in Ruhe vergrößern. Als weiteres Ergebnis der Untersuchung wurde festgestellt, dass die Spannung den Messelektroden in beiden simulierten Varianten gleich groß war. Theoretische Grundlagen werden z.B. in [Küpfmüller06] behandelt.



## B.4. Auswahl einer geeigneten Photodiode

LEDs emittieren ein schmalbandiges, fast monochromatisches Licht, was in der Praxis für die Photoplethysmographie und Pulsoximetrie genutzt wird. In Kapitel 5.1.2 wurde die Auswahl einer Photodiode kurz diskutiert. Die Photodiode muss an den verwendeten Lichtemitter angepasst werden. In [Lutzke86] S.245 ff. werden die Grundlagen der Funktion, Eigenschaften und die Beschaltung von Photodioden umfangreich beschrieben. Eine ausführliche Abhandlung über die elektronischen Grundlagen und verschiedene Photodiodenschaltungen kann in [Graeme96] und in [HOBBS04] nachgelesen werden. Typische Anforderungen an einen zur Pulsmessung geeigneten opto-elektrischen Wandler sind:

- Ein möglichst **geringes Rauschen**
- Hohe Empfindlichkeit bei gewünschter Wellenlänge
- Schnelle Einschwingzeit bei gepulstem Betrieb
- Geringe Querempfindlichkeit z.B. bei Temperaturänderungen, Feuchte, Bewegung
- Kleine, zum Aufbau kompatible Abmessungen
- Kleine Betriebsspannungen
- Hohe Lebensdauer und hohe Zuverlässigkeit

In [Lutzke86] Seite 254 ff. werden verschiedene Betriebsarten von PIN-Photodioden vorgestellt. Zu unterscheiden sind der:

- Fotodiodenbetrieb (photokonduktiv) und der
- Fotoelementbetrieb (photovoltaisch).

Der **Fotodiodenbetrieb** liegt im 3. Quadranten des Kennlinienfeldes der Photodiode. Der PN-Übergang der Diode wird in Sperrrichtung mit einer negativen Vorspannung beschaltet. Der Sperrstrom bzw. Photostrom ist eine Funktion der Bestrahlung mit Licht. Diese Betriebsart bietet eine hohe Linearität zwischen Bestrahlung und Photostrom, hohe Stabilität, eine relativ hohe Empfindlichkeit und eine hohe Grenzfrequenz wegen der durch die Vorspannung verringerten wirksamen Sperrschichtkapazität. Daher wird dieser Betrieb bei Anwendungen mit hohen Frequenzen, wie z.B. bei der optischen Datenübertragung, genutzt. Nachteilig ist der auch bei absoluter Dunkelheit fließende Dunkelstrom und dass ein in der Photodiode fließender Strom unkorreliertes

Rauschen (Rauschstrom) verursacht. Dieses ist für das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren zur Störsignalunterdrückung nachteilig.

Der Fotodiodenbetrieb wurde z.B. beim Pulssensor in Kapitel B.5 verwendet. Die eingesetzte Photodiode BP104F hat einen Tageslichtsperrfilter und laut Datenblatt [OSRAM01] eine relativ große photoempfindliche Fläche von  $4,84 \text{ mm}^2$ . Die Empfindlichkeit ist  $34 \mu\text{A} / (1 \text{ mW} / \text{cm}^2)$  bei der Wellenlänge  $\lambda_{\text{peak}} = 950 \text{ nm}$ . Sie ist demnach nur für Messungen mit infrarotem Licht geeignet.

Der **Photoelementbetrieb** liegt im 4. Quadranten des Kennlinienfeldes. Hier wird in Abhängigkeit von der Bestrahlungsstärke aktiv ein Photostrom von der Photodiode generiert. Der erzeugte Photostrom verursacht an einem zur Photodiode parallel geschalteten Lastwiderstand eine Spannung, die als Signal verstärkt werden kann. Im Leerlaufbetrieb, d.h. mit einem unendlich großen Lastwiderstand strebt der Photostrom gegen Null und es wird je nach Bestrahlungsstärke eine leicht veränderliche Spannung von etwa 0,5 V erzeugt. Die Spannung ändert sich nicht linear abhängig von der Bestrahlungsstärke. Für Sensoranwendungen ist der Kurzschlussbetrieb der Photodiode interessant, bei dem der parallel geschaltete Lastwiderstand gegen Null strebt. Dieser Betrieb bietet lineares Verhalten. Im Kurzschlussbetrieb ist die Diodenspannung gleich Null und der Photostrom fließt proportional zur Bestrahlungsstärke. Es ist gängige Praxis, Photodioden an einem Transimpedanzverstärker im Kurzschluss zu betreiben. Durch eine Transimpedanz im Megaohm-Bereich wird schon bei sehr kleinen Photoströmen ein Spannungssignal im Voltbereich erzeugt.

Diese Betriebsart wurde in der Schaltung in Kapitel B.7 verwendet. Die aktive Photodiode (LTV) **TSL13T** von der Firma *ams* AG enthält eine Photodiode mit relativ kleiner photoempfindlicher Fläche von  $0,25 \text{ mm}^2$  und einen Transimpedanzverstärker mit einer Transimpedanz von  $20 \text{ M}\Omega$  bei einer Baugröße von  $3,8 \text{ mm} \times 2,6 \text{ mm} \times 1,35 \text{ mm}$  (Länge  $\times$  Breite  $\times$  Höhe). Sie hat trotz der kleinen photoempfindlichen Fläche und der hohen Transimpedanz sehr gute Rauscheigenschaften und eine Empfindlichkeit von  $96 \text{ mV} / (\mu\text{W} / \text{cm}^2)$  bei der Wellenlänge  $\lambda_{\text{peak}} = 640 \text{ nm}$ . Der Photoelementbetrieb wurde im Sensor in Kapitel B.6 mit einer passiven Photodiode und mit der aktiven Photodiode beim PPG-Sensor in Kapitel B.7 verwendet.

## B.5. Zweikanaliger IR-Pulssensor mit NPN-Transistor

Nach den Vorüberlegungen und Voruntersuchungen zur Wahl des idealen Messortes in Kapitel 4 und für PPG-Messungen mit Lichtremission, wurde ein zweikanaliger optischer Pulssensor in ein Stirnband integriert. Zwei Stück des einkanaligen kommerziellen PPG-Sensors *MLT1020PPG* wären prinzipiell für den Aufbau geeignet gewesen. Dieser Sensor hat aber einen relativ hohen Preis und eine relativ große Bauform. Aus diesen Gründen wurde im Rahmen der Bachelorarbeit [Weber12] ein vergleichbarer sehr preiswerter IR-optischer PPG-Sensor entwickelt und zwei dieser Sensoren zusammen mit einem Beschleunigungssensor *ADXL330* [AD06] in ein Stirnband integriert. Abbildung B.12 zeigt den Stirnbandsensor, der symmetrisch an den Messverstärker *g.USBamp* angeschlossen wurde.

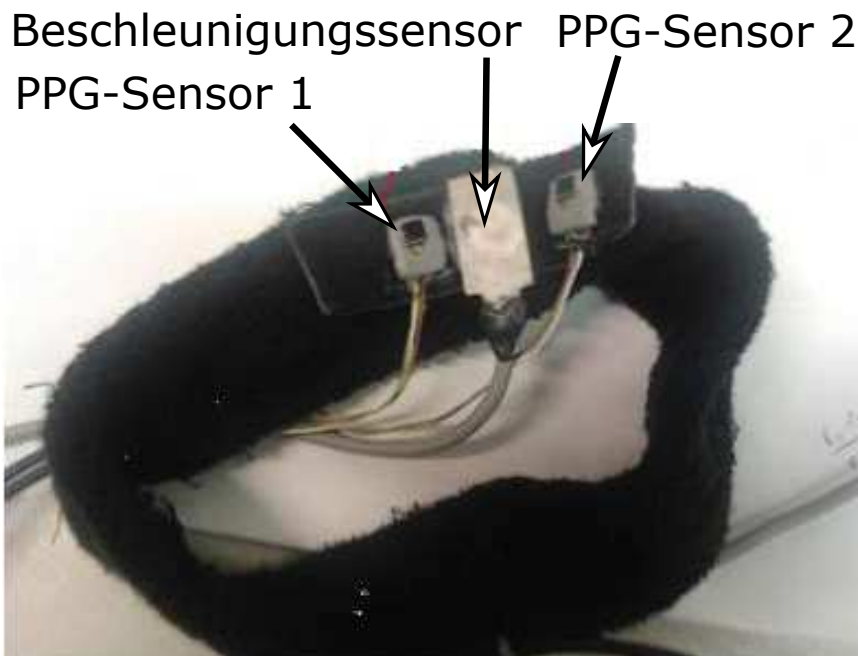


Abbildung B.12.: Ansicht des zweikanaligen Pulssensors mit NPN-Transistor nach [Weber12].

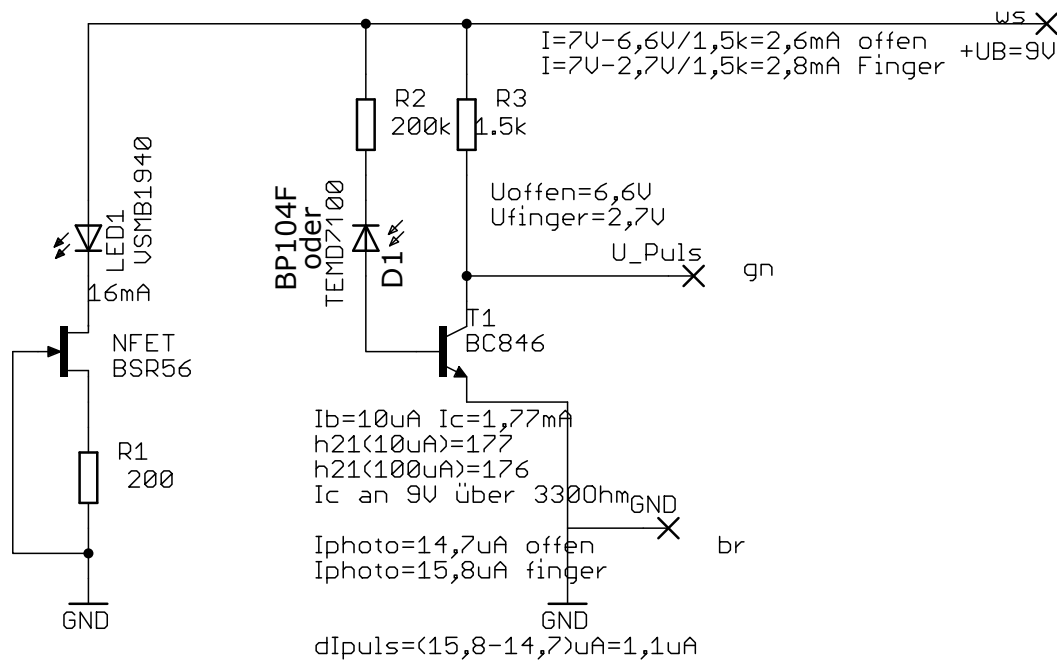


Abbildung B.13.: Schaltung des einkanalen Pulssensors mit NPN-Transistor nach [Weber12].

Der Abstand zwischen den zwei PPG-Sensoren betrug etwa 5 cm, so dass beim Anlegen des Stirnbandes ein PPG-Sensor auf der Stirn und der zweite an der Schläfe positioniert war. Der Beschleunigungssensor befand sich mittig zwischen den zwei IR-Sensoren. Mit diesem Stirnband-Sensor wurden erste Pulsfrequenzmessungen auf einem Laufband durchgeführt. Anhand der gemessenen Datensätze konnte der Algorithmus in Kapitel 6.3 zur Störsignalunterdrückung erstmals mit positiven Ergebnissen erprobt werden. Die Rauscheigenschaften des PPG-Sensors waren aber mit einem  $SNR_{pp}(PPG, Ruhe) \approx 34 dB$  noch nicht zufriedenstellend.

## B.6. Flexibler vierkanaliger PPG-Sensor

Es wurde ein zweiter vierkanaliger PPG-Sensor entwickelt, bei dem eine bestmögliche flexible Anpassung des Sensors an die Form der Stirn gewünscht war. Bei praktischen Versuchen mit diesem vierkanaligen PPG-Sensor sollten die Übertragungsfunktionen  $G_S(z)$  und  $G_V(z)$  bestimmt werden. Aus den Signalen der 4 Kanäle sollte automatisch die Kombination mit der größten Differenz zwischen  $G_S(z)$  und  $G_V(z)$  ausgewählt werden können. Zu diesem Zeitpunkt

wurde noch vermutet, dass die vier optischen Kanäle an den jeweiligen Positionen auf der Stirn Nutzsignale mit unterschiedlichen Amplituden messen. Die durch Bewegung verursachten Störsignale sollten möglichst auf allen vier Kanälen gleich sein. Beide Vermutungen ließen sich später nicht bestätigen. Der in [Luong12] entwickelte Sensor basiert auf der Remission von Licht und die vier Photodioden wurden als Photoelemente (siehe auch Kapitel B.4) symmetrisch an acht Transimpedanzverstärkern des Typs MTI04CS von Firma MA-ZeT GmbH angeschlossen. Das heißt, der generierte Photostrom wurde im Kurzschluss zwischen Anode und Kathode mit je einem Transimpedanzverstärker gemessen. Das Differenzsignal zwischen Anode und Kathode wurde mit dem EEG-Verstärker g.USBamp gemessen, so dass 4 PPG-Signale verfügbar waren. Der Sensor sollte auch für verschiedene optische Wellenlängen, d.h. für die Pulsoximetrie vorbereitet sein. In der Mitte der vier Photodioden wurde eine rote und eine infrarote LED platziert. Mit einem Umschalter konnte zwischen rot oder infrarot umgeschaltet werden. Der Fokus der Arbeit wurde zunächst auf die Pulsmessung mit IR-Licht gelegt und ein bestmögliches SNR an der Stirn in Ruhe angestrebt.

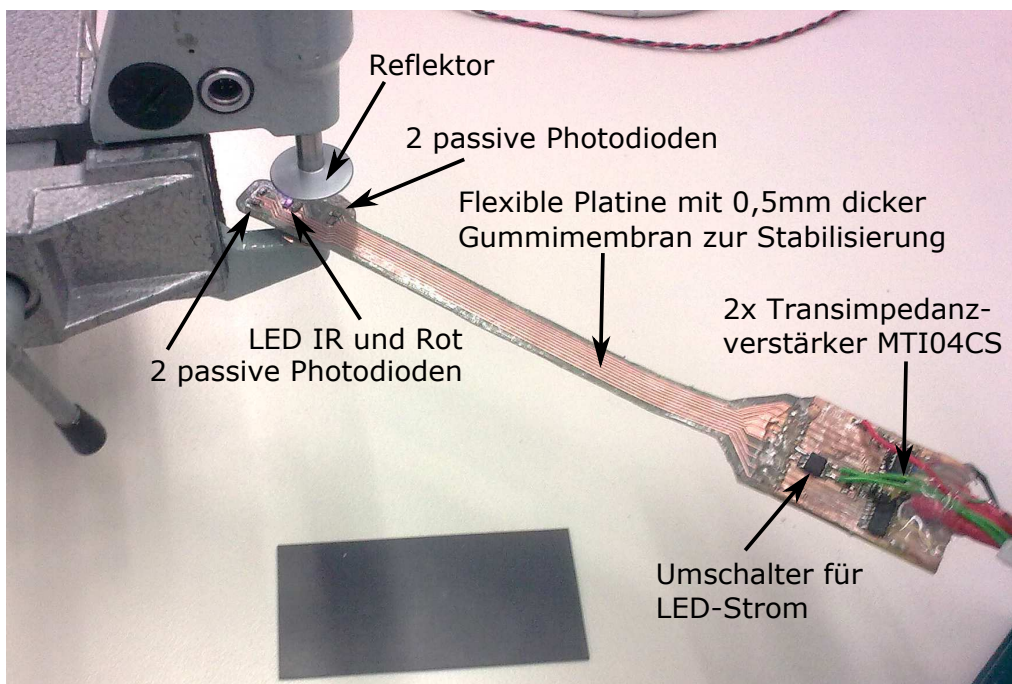


Abbildung B.14.: Aufbau zur Messung der reflektierten IR-Lichtintensität.

Da das Bewegen von starren Kabeln am Sensor in Kapitel B.5 mechanische Störungen und elektrische Kabelartefakte bei der Pulsmessung verursachte, sollte

mit diesem Sensor die mechanische Entkopplung des Sensorkopfes von der Elektronik und von Kabeln erreicht werden. Es wurden 15 cm lange flexible und ungeschirmte Leiterbahnen zwischen den vier Photodioden und den acht Transimpedanzverstärkern verwendet. Der Sensor sollte sich unter dem Stirnband flexibel an die Hautoberfläche anpassen können.

Es wurde eine flexible Folienplatine (AKAFlex-Leiterplatte auf Polyamidbasis von der Firma *Krempel group*) verwendet. Auf dem Sensorkopf waren die 4 Photodioden [VIS15] und je eine LED für rotes [VIS13] und infrarotes [VIS09] Licht angeordnet. Der Abstand zwischen LEDs und den Photodioden betrug je 10 mm. Der Sensor sollte klein, flach und möglichst leicht sein, damit er sich bei Bewegung nicht von der Haut ablöst und so möglichst wenig Bewegungsartefakte erzeugt. Abbildung B.14 zeigt den Sensor bei einer Messung zur Bestimmung des Abstandes zum Reflektor mit maximaler Lichtremission. Bei der gewählten Anordnung lag das Maximum der reflektierten Lichtintensität bei einem Reflektorabstand von 4,25 mm.

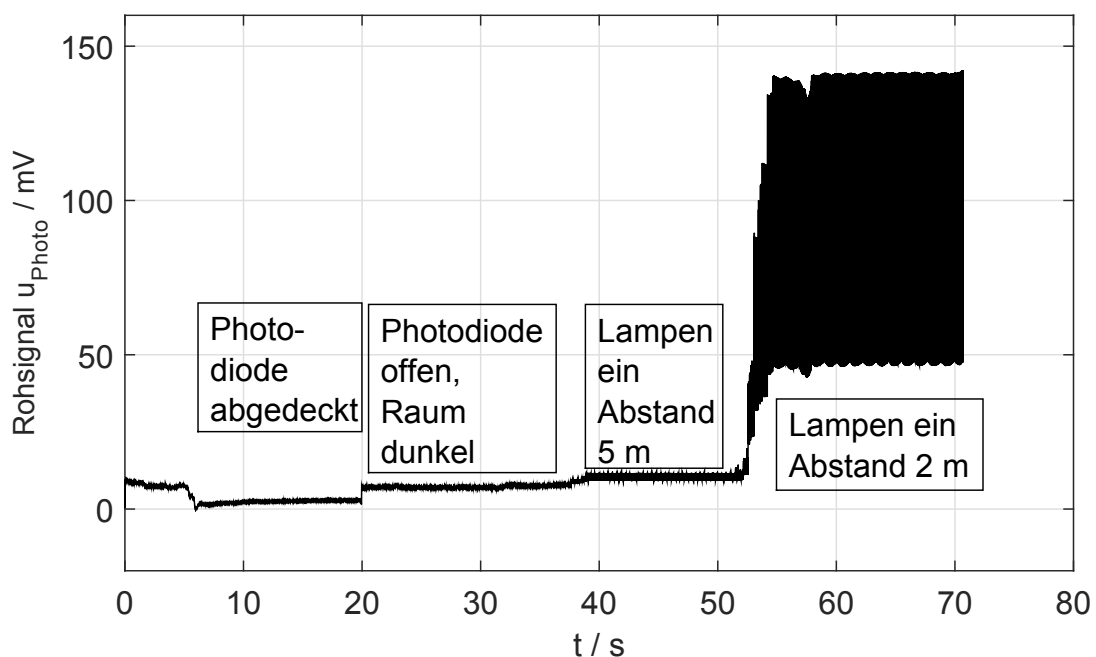


Abbildung B.15.: Störsignalentstehung beim Einschalten von Bürolampen mit nicht abgedecktem Sensor.

Bei dem Versuch in Abbildung B.14 wurde festgestellt, dass es eine hohe Empfindlichkeit für Streulicht beim offen betriebenen Sensor gibt. Abbildung B.15 zeigt als Beispiel die Entstehung von Störsignalen mit steigendem Gleichanteil

und einem steigenden Wechselanteil mit  $f = 100 \text{ Hz}$ . Die gezeigten Störungen wurden von Neonlampen an der Decke des Labors mit verschiedenen Abständen zum Sensor verursacht.

Zur Bestimmung des Ruhe-SNR von  $X_1$  in diesem Datensatz wurde der gleiche MATLAB-Algorithmus verwendet, wie in Kapitel 7.2.1. Es wurden 10 Pulsschläge und ein Polynom 20. Ordnung zur Berechnung des rauschfreien Pulssignals verwendet. Das Ruhe-SNR des an der Stirn gemessenen PPG-Signals  $X_1$  betrug:

$$SNR = \left( \frac{\overline{U}_{S1,eff,Ruhe}}{\overline{U}_{N1,eff,Ruhe}} \right)^2 = \left( \frac{0,102 \text{ mV}}{0,05 \text{ mV}} \right)^2 = (20,8)^2 = 26,4 \text{ dB} \quad (\text{B.9})$$

Es wird deutlich, wie empfindlich die Photodioden auch auf optische Störsignale reagieren. Die Amplitude eines typischen Pulssignals am Finger betrug bei diesem Sensor  $u_{AC} = 3 \text{ mV} \dots 5 \text{ mV}$ , wurde in diesem Versuch aber nicht gemessen. Durch Ankopplung des Sensors an den Körper und die Abdeckung mit einem schwarzen Stirnband konnte störendes Umgebungslicht weitestgehend abgeschirmt werden. Die Rauscheigenschaften des PPG-Sensors waren bei den kapazitiv eingekoppelten 50 Hz-Störsignalen unbefriedigend. Es wurde ein  $SNR(PPG, Ruhe) \approx (20)^2$  bestimmt. Praxistaugliche Ergebnisse wurden mit dem PPG-Sensor in Kapitel 5.2.1 erreicht.

#### **Erkenntnisse aus der Untersuchung des flexiblen vier kanaligen Pulssensors:**

Es zeigte sich, dass in die 15 cm langen ungeschirmten Leiterbahnen zwischen der Photodiode und den Transimpedanzverstärkern trotz der niederohmigen und symmetrischen Ankopplung der Dioden große Störsignale eingekoppelt wurden. Parasitäre Widerstände konnten durch eine dünne Beschichtung der Leiterbahnen mit Latex reduziert werden. Parasitäre Koppelkapazitäten waren mit diesem Sensordesign beim Anlegen des Sensors an die Haut nicht vermeidbar. Das SNR des PPGs war in Ruhe so unbefriedigend, dass dieser Sensor komplett verworfen wurde. In der weiteren Arbeit wurde eine Lösung mit einer aktiven Photodiode, wie in Kapitel B.7, entwickelt. Aktive Photodioden werden unter dem Begriff *Light-to-Voltage-Converter* (LTV) vertrieben.

## B.7. Zweikanaliger PPG-Sensor mit LTV und g.USBamp

Basierend auf den Erkenntnissen mit dem flexiblen PPG-Sensor aus Kapitel B.6, wurde eine zweikanalige Sensorplatine mit aktiven Photodioden (LTV) von Firma [ams07] angefertigt. Es sollte überprüft werden, ob die erwartete Verbesserung des SNRs in Ruhe durch Verwendung von aktiven Photodioden erreichbar ist. Für weitere Untersuchungen zu den Übertragungsfunktionen  $G_S$  und  $G_V$  an der Stirn war der Aufbau eines Arrays mit bis zu 6 Kanälen geplant. Es wurde aber nur mit 2 Kanälen gemessen und der Sensor anschließend in [Weustink15] weiterentwickelt.

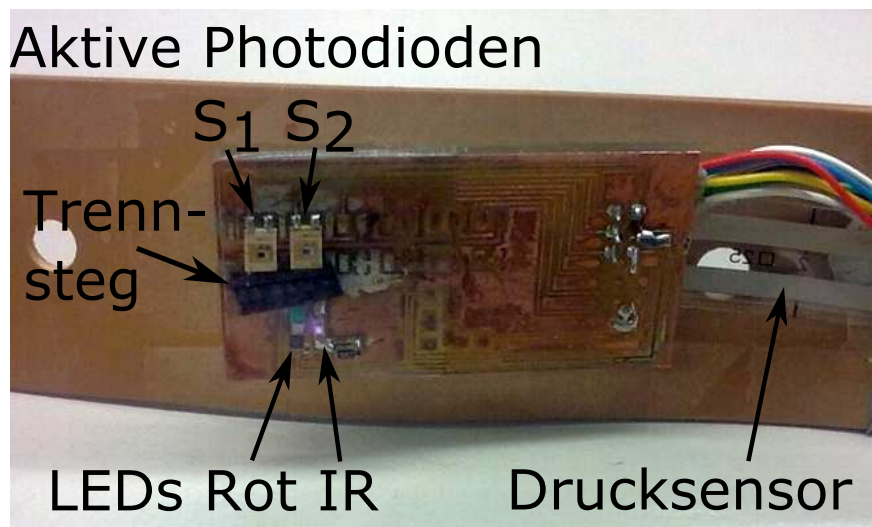


Abbildung B.16.: Zwei kanaliger PPG-Pulssensor mit LTV.

Die Ausgangsspannungen der zwei Photodioden wurden nach der Schaltung in Abbildung B.19 an einen symmetrischen Spannungsteiler mit einem Teilungsfaktor 11:1 angeschlossen. Das symmetrische Ausgangssignal wurde mit dem EEG-Verstärker *g.USBamp* differentiell gemessen. Die LTVs wurden mit der Betriebsspannung  $U_b = 5\text{ V}$  versorgt, um den größtmöglichen Aussteuerbereich der Transimpedanzverstärker bei möglichst großem SNR nutzen zu können. Das Teilungsverhältnis 11:1 passt den gesamten Aussteuerbereich der LTVs von  $0\text{ V} \leq U_a \leq 5\text{ V}$  an den Messbereich  $\pm 250\text{ mV}$  des EEG-Verstärkers an. So konnten die Sensorsignale  $X_1$  und  $X_2$  mit Nutz- und Störsignalanteil gemessen werden. Die LED\_IR2<sup>2</sup> in Schaltung B.19 wurde als Lichtquelle mit

<sup>2</sup>Typ VSMB1940X01 der Firma Vishay Semiconductors



einem konstanten Strom  $I_{LED} = 14 \text{ mA}$  gespeist. Die maximale Verlustleistung der LED beträgt  $P_V = 160 \text{ mW}$ , so dass die Diode mit 14 mA nur mit etwa 10% der maximal möglichen Verlustleistung betrieben wurde. Für die LED\_IR1 wurde beim PPG-Sensor in Abbildung B.16 eine hoch effiziente rote LED vom Typ KPHCM-2012EC-T von Firma Kingbright bestückt aber hier nicht verwendet.

Der gewählte LED-Strom war ein Kompromiss zwischen einer möglichst hohen Belichtungsstärke und einer möglichst geringen Wärmeentwicklung an der LED und deren Vorwiderstand.

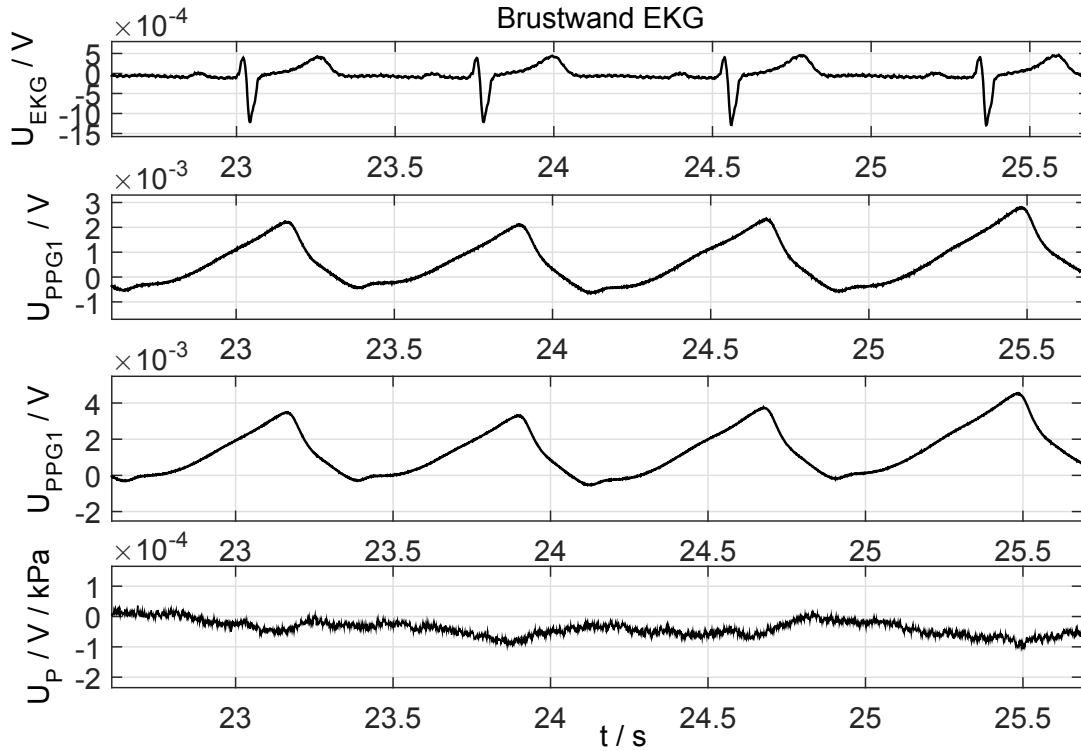


Abbildung B.17.: Ungefilterte Rohdaten des zweikanaligen Pulssensors mit LTV, gemessen mit EEG-Verstärker *g.USBamp* an der Stirn in Ruhe.

Der Gleichanteil des Ausgangssignals konnte mit Hilfe eines schwarzen Steges zwischen LED und LTV um Faktor 2,5 verkleinert werden. Diese Maßnahme erhöhte das AC/DC-Verhältnis. Dadurch konnte die Lichtintensität etwas erhöht werden, ohne dass die aktive Photodiode übersteuert wurde.

### Ergebnisse der Untersuchung des zweikanaligen Pulssensors mit LTV

Zur Bestimmung des Ruhe-SNR von  $X_1$  in diesem Datensatz wurde der gleiche MATLAB-Algorithmus verwendet, wie in Kapitel 7.2.1. Es wurden 15 Pulsschläge im Zeitintervall von  $2\text{ s} \leq t \leq 16\text{ s}$  und ein Polynom 20. Ordnung zur Berechnung des rauschfreien Pulssignals verwendet. Das Ruhe-SNR des gemessenen PPG-Signals  $X_1$  betrug:

$$SNR = \left( \frac{\overline{U}_{S1,eff,Ruhe}}{\overline{U}_{N1,eff,Ruhe}} \right)^2 = \left( \frac{228\text{ }\mu\text{V}}{3,81\text{ }\mu\text{V}} \right)^2 = (59,8)^2 = 35,5\text{ dB} \quad (\text{B.10})$$

Dieses Ergebnis war positiv für eine Messung an der Stirn. Die angestrebte Verbesserung des SNR durch Verwendung einer aktiven Photodiode wurde hiermit nachgewiesen. Die Messwerte waren eine gute Basis für die Anwendung des adaptiven Filters zur Störsignalunterdrückung. Die Ergebnisse der Untersuchungen mit diesem Sensor wurden in [Weustink15] aufgegriffen und der Sensor weiter optimiert. Das Ziel  $SNR \geq 40\text{ dB}$  wurde mit diesem offenen und unsymmetrischen Sensoraufbau nicht erreicht. Abbildung B.18 zeigt einen mit diesem Sensor gemessenen normierten Datensatz. Im Drucksignal ist kaum ein Pulssignal zu erkennen.

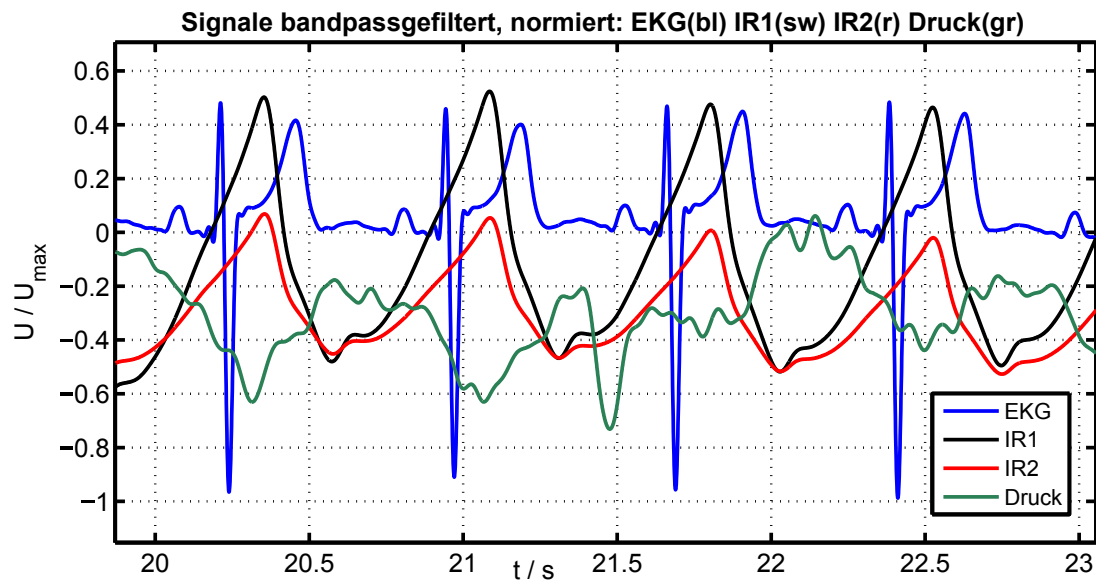


Abbildung B.18.: Normierter mit Bandpass gefilterter Datensatz.

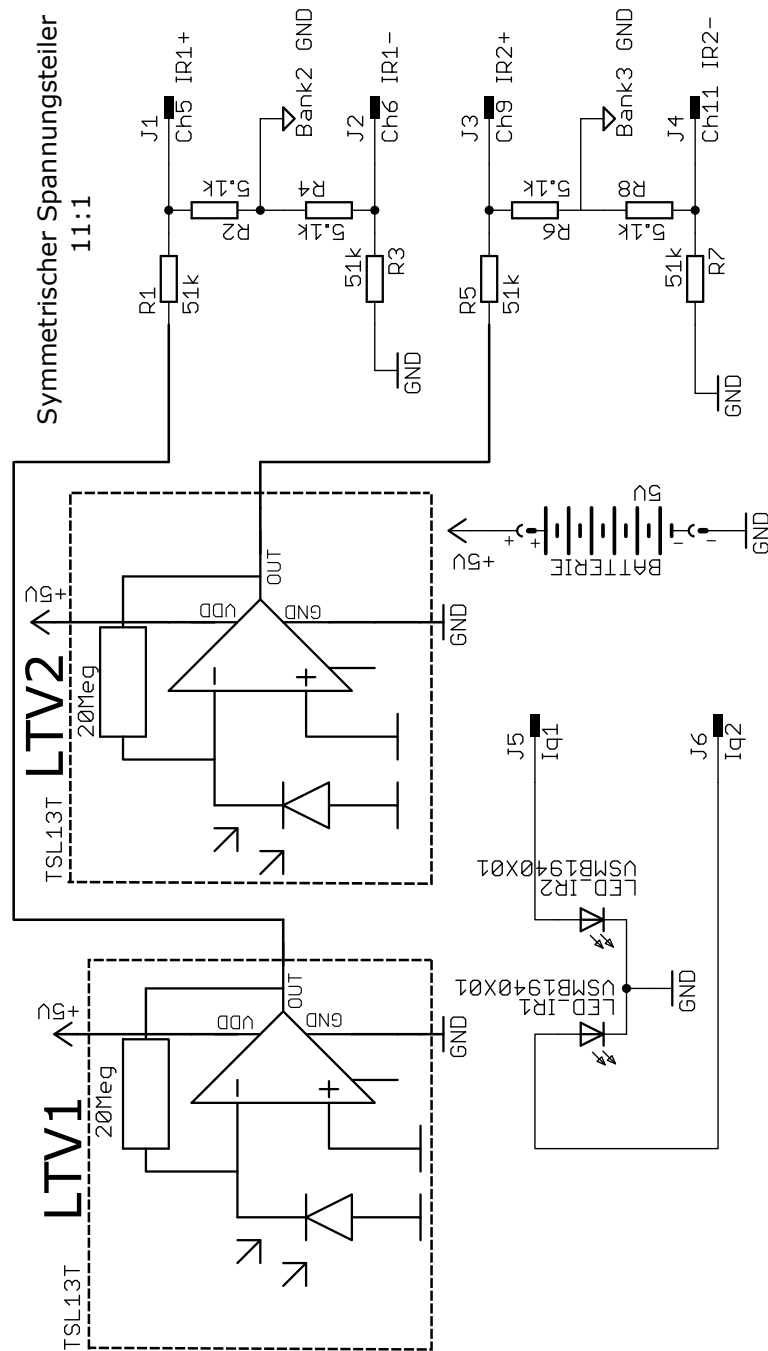


Abbildung B.19.: Schaltung des zwei kanaligen Pulssensors mit LTV.



# Literaturverzeichnis

- [Abicht03] Abicht, J-M.: *Computerunterstützte Analyse photoplethysmographischer Signale*. Dissertation an der Medizinischen Fakultät der Ludwig-Maximilians Universität zu München, 2003
- [ADI05] ADInstruments Pty Ltd: *PowerLab /25 Series - Owner's Guide*. Bedienungsanleitung, Bella Vista, NSW 2153, Australia 2005
- [ADIPPG05] ADInstruments Pty Ltd: *POWERLAB ADINSTRUMENTS, IR Plethysmographs, MLT1020PPG*. Datasheet, Bella Vista, NSW 2153, Australia 2005
- [AD06] Analog Devices GmbH: *Small, Low Power, 3-Axis  $\pm 3$  g iMEMS Accelerometer*. Datasheet ADXL330 Analog Devices GmbH München, Germany, 2006
- [AD05] Analog Devices GmbH: *AD5933 a 1 MSPS, 12-Bit Impedance Converter, Network Analyzer*. Datasheet AD5933, Analog Devices GmbH München, Germany, 2005-2013
- [Albert08] Albert, Maik Steffen: *In vivo Validierung eines neuen Verfahrens zur Pulsoxymetrie im niedrigen Sauerstoffsättigungsbereich*. Dissertation an der Medizinischen Fakultät der Ludwig-Maximilians-Universität zu München, 2008
- [ams07] ams AG: *LIGHT-TO-VOLTAGE CONVERTERS TSL12T, TSL13T*. Datenblatt, ams AG, Unterpremstaetten, Austria 2007

- [Auerswald15] Auerswald, B.: *Entwicklung eines flexiblen rauscharmen Puls-sensors*. Bachelorarbeit an der der Fakultät EIT - der HTWK Leipzig, 2015
- [Aumüller14] Aumüller Gerhard, Engele Jürgen: *Duale Reihe Anatomie. Teil O, Haut und Hautanhangsgebilde* Georg Thieme Verlag; 3. Auflage 2014
- [Bening95] Bening Fritz: *z-Transformation für Ingenieure*. Vieweg+Teubner Verlag, Stuttgart, 1995. ISBN-13: 978-3519061595
- [Bernreuter01] Bernreuter P.: *Measuring process for blood gas analysis*. US patent, No. 6,226,540, 2001.
- [Bigger95] Bigger JT Jr., Fleiss JL., Steinman RC., Rolnitzky LM., Schneider WJ., Stein PK.: *RR-variability in healthy, middle-age persons compared with patients with chronic coronary heart disease or recent acute myocardial infarction*. Circulation, 91 (1995) 1936-1943
- [Bolz02] Bolz A., Urbaszek W.: *Technik in der Kardiologie*. Springer, Berlin, 2002
- [Brueggemann93] Brueggemann T., Andresen D., Weiß D., Rose J., Chorianopoulos A., Schroeder R.: *Heart Rate Variability: How to Exclude Extrasystoles from the Analysis?*. FU Berlin, Klinikum Steglitz, Dept. of Cardiology, Berlin 1993
- [Carney2000] Carney RM, Freedland KE, Stein PK, Skala JA, Hoffman P, Jaffe AS: *Change in heart rate and heart rate variability during treatment for depression in patients with coronary heart disease*. Psychosom Med 62 (2000) 639-647
- [Crippa78] Crippa RP, Cristofolletti V., Romeo N.: *A band model for melanin deduced from optical absorption and photoconductivity experiments*. Biochim. Biophys. Acta 538:164-170, 1978.

- [Christ04] Christ A., Klingenböck A., Kuster N.: *Exposition durch körpernahe Sender im Rumpfbereich Arbeitspaket 1: Bestandsaufnahme*. IT'IS Foundation, Zürich 2004  
[http://www.emf-forschungsprogramm.de/home/forschung/dosimetrie/dosimetrie\\_abges/dosi\\_055\\_ZwB\\_01.pdf](http://www.emf-forschungsprogramm.de/home/forschung/dosimetrie/dosimetrie_abges/dosi_055_ZwB_01.pdf)
- [Curic08] Curic A., Männer H., Meißner S., Morawetz F.: *Untersuchung zur Herzratenvariabilität unter Stress- und Entspannungs-Bedingung*. PWP: Empirische Erhebungen zum Bereich der Medien- und Gesundheitspsychologie, Universität Regensburg 2007-2008
- [Elgendi12] Elgendi, Mohamed: *On the Analysis of Fingertip Photoplethysmogram Signals*. Curr Cardiol Rev. 2012 Feb; 8(1): 14–25.  
<http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC3394104/>
- [Elter01] Elter P.: *Methoden und Systeme zur nichtinvasiven, kontinuierlichen und belastungsfreien Blutdruckmessung*. Dissertation Universität Karlsruhe, 2001
- [Ernest90] Ernest, L.: *Theoretical Determination of the Current Density Distributions in Human Vertebral Bodies During Electrical Stimulation*. IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING. VOL. 37. NO 6. JUNE 1990.
- [Freitas14] Freitas Ubiratan S.: *Remote Camera-based Pulse Oximetry*. TELEMED 2014: The Sixth International Conference on eHealth, Telemedicine, and Social Medicine. IARIA 2014. (ISBN: 978-1-61208-327-8)
- [Gabriel09] Gabriel C., Peyman A., Grant E. H.: *Electrical conductivity of tissue at frequencies below 1 MHz*. IOP PUBLISHING, 2009.  
<http://iopscience.iop.org/0031-9155/54/16/002>

- [Gabriel et al., 96a] Gabriel C., Gabriel S., and Corthout, E.: *The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey*. Physics in Medicine and Biology, 41:2231–2249.
- [Gabriel et al., 96b] Gabriel S., Lau R. W., Gabriel C.: *The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz*. Physics in Medicine and Biology, 41:2251–2269.
- [Gabriel et al., 96c] Gabriel S., Lau R. W., Gabriel C.: *The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues*. Physics in Medicine and Biology, 41:2271–2293.
- [Gansauge15] Gansauge C.: *Entwicklung einer Funkschnittstelle für rauscharmen Pulssensor*. Bachelorarbeit, HTWK Leipzig, 2015
- [Gnewuch13] Gnewuch, K.; Neudeck, A.; Krahmer, A.; Möhring, U.: *Textile electrodes with improved contact impedance for the collection of bioelectric signals and for the stimulation of muscles and nerves*. Technical Textiles 56,5, S. E235, 2013  
<http://www.titv-greiz.de>
- [Gnylytskyy10] Gnylytskyy, Artem: *Charakterisierung von Sensoren bezüglich ihrer Eignung für Systeme zur Pulsmessung am Unterarm bei starken Bewegungsartefakten*. Bachelorarbeit, HTWK Leipzig, 2010
- [Gorriz11] Gorriz J.M., Lang E.W., Ramirez J.: *Recent Advances in Biomedical Signal Processing*. Bantham Science Publishers Ltd. 2011  
ISBN: 978-1-60805-570-8
- [Graeme96] Graeme , Jerald: *Photodiode Amplifiers - Op amp solutions*. Mcgraw Hill Book Co., 1996
- [Gratzer] Gratzer W. B.: *Human Skin Data. Datenbank OMLC - Optical Properties Spectra*. Med. Res. Council Labs, Holly Hill, London, N. Kollias, Wellman Laboratories, Harvard Medical School, Boston 2015



- <http://www.npsg.uwaterloo.ca/data/skin.php> und  
<http://omlc.org/spectra/index.html>
- [Gräbner13] Gräbner P.: *Aufbau einer Vorrichtung zur Charakterisierung von Biopotentialelektroden und biologischen Materialien*. Bachelorarbeit, HTWK Leipzig, 2013.
- [Grimnes08] Grimnes S., Martinsen O.: *Bioimpedance and Bioelectricity Basics*. Academic Press, 2008.  
ISBN-13: 978-0123740045
- [Grimnes14] Grimnes S., Martinsen O.: *Bioimpedance and Bioelectricity Basics*. 3. Edition, Academic Press, London 2014.  
ISBN-13: 978-0124114708
- [Griss04] Griss, P., Enoksson, P.: *Micromachined electrodes for biopotential measurements*.  
<http://www.s3.kth.se/mst/research/projects/spikedelectrodes/index.shtml>
- [Guttke12] Guttke S., Laukner M.: *Untersuchung und Vergleich der dynamischen Eigenschaften von Elektroden für die Pulsmessung unter Bewegungsbedingungen*. 16. Heiligenstädter Kolloquium am iba e.V., Heiligenstadt, 24.9.2012
- [Guttke14] Guttke S., Laukner M., Weber P.: *Flexible sensor for pulse rate measurements under moving conditions*. Biomed Tech 2014; Volume 59 Number S1 © 2014 by Walter de Gruyter • Berlin • Boston. 2014 DOI 10.1515 / bmt-2014-4074
- [Haade10] Haade: *Kanonischer Raumwinkel*.  
<https://de.wikipedia.org/wiki/Raumwinkel> creatives commons CC BY-SA 3.0
- [Haller1756] Haller Albrecht von: *Icones anatomicae*. C.J. Rollinus (Artist) published by Albrecht von Haller (Anatomist), 1756.  
[https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Albrecht\\_von\\_Haller\\_icones\\_anatomicae\\_head.jpg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Albrecht_von_Haller_icones_anatomicae_head.jpg)

- [Hales93] Hales JRS, Roberts RGD, Westerman RA, Stephens FRN, Fawcett AA.: *Evidence for skin microvascular compartmentalization by laser-Doppler and photoplethysmographic techniques*. Int.J.Microcir.:Clin.Exp. 1993;12:99-104.
- [Hardmeier12] [Hardmeier T., Hornstein O. P.: *Histopathologie der Haut: Stoffwechselkrankheiten und Tumoren* 2. Aufl. 1979, Springer, Berlin, 2012
- [Hayes01] J. Hayes, P. Smith: *A New Method for Pulse Oximetry Possessing Inherent Insensitivity to Artifact*. In: IEEE Transactions on Biomedical Engineering 48 (2001), Nr. 4, S. 452–461.
- [Haykin14] haykin, Simon: *Adaptive Filter Theory*. fifth edition, PEARSON Education 2014. ISBN13: 978-0-273-76408-3
- [Heidler12] Heidler Thomas: *Aufbau und Validierung eines Impedanzmessplatzes*. Bachelorarbeit HTWK Leipzig, 2012
- [Heuer11] Heuer Stephan: *Ambiente kapazitive EKG-Messung – Elektroden, Systeme und Konzepte*. Dissertation an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Karlsruhe 2011
- [Hertzman38] Hertzman A.B.: *The Blood Supply of Various Skin Areas as Estimated by the Photoelectric Plethysmograph*. Department of Physiology, St. Louis University School of Medicine, St. Louis, 1938
- [HOBBS04] HOBBS, P.C.D.: *Photodiode Front Ends The REAL Story*. Optics & Photonics News, April 2001  
<http://www.electrooptical.net/www/frontends/frontends.pdf>
- [Jacques13] Jacques Steven L.: *Optical properties of biological tissues: a review*. PHYSICS IN MEDICINE AND BIOLOGY 58 R37–R61, 2013.  
[http://omlc.org/~jacquess/papers/Jacques\\_PMB2013\\_review\\_opticalProperties.pdf](http://omlc.org/~jacquess/papers/Jacques_PMB2013_review_opticalProperties.pdf)

- [Jastrow15] Jastrow H.: *Histologischer Atlas im Internet, Haut und Hautanhangsgebilde*. Skript zum 16. Kurstag des Histologiekurses der Uni Mainz.  
<http://www.uni-mainz.de/FB/Medizin/Anatomie/workshop/Histology/Haut.html>
- [Kamal89] Kamal AA., Harness JB., Irving G, Mearns AJ.: *Skin photoplethysmography a review*. Comput Methods Programs Biomed. 1989 Apr;28(4):257-69.
- [Kästle99] Kästle, S.: *Ein Algorithmus zur zuverlässigen Verarbeitung von Pulsoximetersignalen bei schwierigen Störverhältnissen*. Logos Verlag, Berlin, 1999
- [Kelleher89] Kelleher, J. F.: *The Penumbral Effect: Vasomotion-Dependent Pulse Oximeter Artifact due to Probe Malposition*, Anesthesiology 11 1989, Vol.71, 787-791.  
<http://anesthesiology.pubs.asahq.org>
- [Kirstein02] Kirstein N.: *Verhalten der Herzfrequenzvariabilität bei Dauerbelastungen unterschiedlicher Intensität auf dem Fahrradergometer*. Dissertation Ruhr-Universität Bochum, 2002
- [Kraitl08] Kraitl, Jens: *Die nichtinvasive Bestimmung der Hämoglobinkonzentration im Blut mittels Pulsphotometrie*, 2008, mbv Verlag, Berlin, 2008  
ISBN 3-86664-361-6
- [Kramme13] Kramme, Rüdiger: *Medizintechnik: Verfahren Systeme Informationsverarbeitung*. Springer-Verlag, 2013  
ISBN-13: 978-3662124536
- [Kreidel85] Kreidel, Wolf-Dieter: *Kurzgefasstes Lehrbuch der Physiologie*, 1985, Thieme Verlag, Stuttgart, 1985  
ISBN 3-13-358606-8
- [Kress89] Kreß, Dieter; Irmer, Ralf: *Angewandte Systemtheorie*. Verlag Technik Berlin, 1989  
ISBN 3-341-00693-1

- [Kronmüller91] Kronmüller, H. : *Digitale Signalverarbeitung: Grundlagen, Theorie, Anwendungen in der Automatisierungstechnik*. Springer, 1991
- [Küpfmüller06] Küpfmüller K., Matis W., Reibiger A.: *Theoretische Elektrotechnik*, 17.Auflage, Springer, Berlin, 2006.
- [Laukner14] Laukner M.: *Vorlesungsskript Biosignalverarbeitung*, HTWK Leipzig, Leipzig, 2014.
- [Lee08] Lee Young-Dong, Jung S., Seo Y.S., Chung W.Y.: *Measurement of Motion Activity during Ambulatory Using Pulse Oximeter and Triaxial Accelerometer*. Convergence and Hybrid Information Technology, IEEE 2008.  
978-0-7695-3407-7/08 DOI: 10.1109/ICCIT.2008.388, Page(s): 436 - 441
- [Lichtman08] Lichtman J.H., Bigger J.T., Blumenthal J.A., Frasure-Smith N., Kaufmann P.G., Lespérance F., Mark D.B., Sheps David S.D.: *Depression and Coronary Heart Disease, Recommendations for Screening, Referral, and Treatment*. Circulation. 2008;118:1768-1775.
- [Litfin05] Litfin G.: *Technische Optik in der Praxis*.3.Auflage, Springer, Berlin, Heidelberg, NewYork 2005.
- [Ljung99] Ljung Lennart: *System Identification - Theory for the Users*, Second Edition, Prentise Hall PTR, New Jersey 1999.
- [Lohse11] Lohse Thomas: *Signale und Systeme zur Störunterdrückung bei der mobilen Pulsmessung*, Masterarbeit, Hochschule für Telekommunikation Leipzig, HTWK Leipzig 2011.
- [Lu05] Shan Lu, Hao Yang, Wenyu Ye, Dongping Xiao and Xiaoyu Wu: *Dynamic Analysis of Heart Rate Variability Based on Orthogonal Wavelet Transform*. Proceedings of the 2005 IEEE Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference Shanghai, China, September 1-4, 2005

- [Luong12] Luong Duc van: *Schaltungsentwurf eines Photoplethysmographen*, Masterprojektbericht, HTWK Leipzig 2011.
- [Lutzke86] Lutzke Dieter: *Lichtwellenleiter-Technik: Bauelemente, Systeme, Messtechnik*, Pflaum Verlag München, München 1986. ISBN 9783790504576
- [Madhav13] Madhav, K.V.; Ram, M.R.; Krishna, E.H.; Reddy, K.N.; Reddy, K.A.: *Robust Extraction of Respiratory Activity From PPG-Signals Using Modified MSPCA*. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on Year: 2013, Volume: 62, Issue: 5 Pages: 1094 - 1106, DOI: 10.1109/TIM.2012.2232393
- [Malmivuo95] Malmivuo J., Plonsey R.: *Bioelectromagnetism. Principles and Applications of Bioelectric and Biomagnetic Fields*. Oxford University Press, New York, 1995.
- [Martinsen08] Martinsen o.G., Grimnes S.: *The concept of transfer impedance in bioimpedance measurements*. 4th European Conference of the International Federation for Medical and Biological Engineering Volume 22 of the series IFMBE Proceedings pp 1078-1079, Antwerp 2008
- [MBR03] MBR: *Haemospect. Hämoglobin-Messung Innovativ, non-invasiv und quantitativ*. Produktflyer, Wuppertal 2003.  
[www.andernach-schroeder.de/mbr-flyer-haemospect.pdf](http://www.andernach-schroeder.de/mbr-flyer-haemospect.pdf); [www.mbr-optical-systems.com](http://www.mbr-optical-systems.com)
- [Meinsberg14] Meinsberg: *Meinsberger Elektroden für Labor und Industrie*. Elektrodenkatalog, Waldheim, 2014  
<http://www.meinsberger-elektroden.de/MeinsbergerElektroden.pdf>
- [Mendelson88] Mendelson Yitzhak, Ochs Burt D.: *Noninvasive Pulse Oximetry Utilizing Skin Reflectance Photoplethysmography* IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING, VOL. 35, NO. 10, OCTOBER 1988

- [Mendelson92] Mendelson Y.: *Pulse oximetry: theory and applications for non-invasive monitoring*. Clinical Chemistry, vol. 38, no. 9, Jan. 1992, pp. 1601–1607
- [Moschytz2000] Moschytz, G. ; Hofbauer, M. : *Adaptive Filter: eine Einführung in die Theorie mit Aufgaben und MATLAB-Simulationen auf CD-ROM*. Springer, 2000
- [NELLCOR07] NELLCOR: *OXIMAX N-600x Pulsoximeter Gebrauchsanweisung*. Nellcor Puritan Bennett LLC. 2007  
<http://www.medigroba.de>
- [Oehler09] Oehler M.: *Capacitive ECG system with direct access to standard leads and body surface potential mapping*. In Biomedizinische Technik, Volume 54, page 329-335 - 2009  
[www.emg.tu-bs.de/forsch/eeg\\_ekg/ekg/cekg\\_de.htm](http://www.emg.tu-bs.de/forsch/eeg_ekg/ekg/cekg_de.htm)
- [Oppenheim89] Oppenheim Alan V., Willsky Alan S.: *Signale und Systeme, Arbeitsbuch*. Wiley-VCH, Weinheim, 1989.  
ISBN-13: 978-3527268467
- [OSRAM01] OSRAM: *Silizium-Pin-Fotodiode mit Tageslichtsperrfilter; in SMT BP104F*. Datenblatt, OSRAM Opto Semiconductors GmbH & Co. OHG, Regensburg 2001
- [Peter11] Peter Christian: *Physiological Sensing for Affective Computing*. Dissertation Rostock University, 2011.
- [Peters08] Peters E.: *Spurenanalyse von Kryptonisotopen: Frequenzstabilisierung eines Lasersystems für Atom Trap Trace Analysis und Edelgasprobenahme*. Diplomarbeit Uni Hamburg. 2008  
[www.znf.uni-hamburg.de/diplomPeters.pdf](http://www.znf.uni-hamburg.de/diplomPeters.pdf)
- [philips09] Philips: *Light sources for phototherapy*.  
[www.lighting.philips.com/pwc\\_li/main/application\\_areas/assets/phototherapy/phototherapy\\_treatment.pdf](http://www.lighting.philips.com/pwc_li/main/application_areas/assets/phototherapy/phototherapy_treatment.pdf)
- [PI11] PI Ceramic: *Piezokeramische Materialien und Bauelemente. Grundlagen, Eigenschaften und Anwendungen*. PI GmbH

& Co. KG, Lederhose, 2011 <http://www.piceramic.de/deutsch/site/piezo.html>

- [Pliquett12] Pliquett Uwe; Barthel Andreas: *Interfacing the AD5933 for bio-impedance measurements with front ends providing galvanostatic or potentiostatic excitation*. Journal of Physics: Conference Series 407 012019 IOPscience 2012. doi:10.1088/1742-6596/407/1/012019 <http://iopscience.iop.org/1742-6596/407/1/012019>
- [Pontet03] Pontet J, Contreras P, Curbelo A, Medina J, Noveri S, Bantancourt S, Migliaro ER: *Heart rate variability as early marker of multiple organ dysfunction syndrome in septic patients*. J Crit Care 18 (2003) 156-163
- [Prah199] Prah1 S. A.: *Optical Absorption of Hemoglobin*, Oregon Medical Laser Center. 1999
- [Prah14] Prah1 Scott, Jacques S. L.: *Optical Properties Spectra*. Oregon Health and Science University, Portland State University, and the Oregon Institute of Technology. 2014 <http://omlc.org/spectra/index.html>
- [Prance08] Prance R.: *Novel sensor enables remote biometric-data acquisition*. 2008, SPIE Newsroom. DOI: 10.1117/2.1200811.1386 <http://spie.org/x31808.xml?highlight=x2420&ArticleID=x31808#B5>
- [Proakis07] Proakis John G., Manolakis D.G.: *Digital Signal Processing : Principles, Algorithms, and Applications*. 4th edition, Prentice Hall New Jersey 2007  
ISBN: 0131873741
- [Rettinger] Rettinger, G.: *Plastisch-rekonstruktive Kopf- und Halschirurgie*. Vorlesungsskript Duale Reihe HNO J. Uniklinik Ulm. [http://www.uniklinik-ulm.de/fileadmin/Kliniken/HNO/lehre/duale\\_reihe\\_hno-j.pdf](http://www.uniklinik-ulm.de/fileadmin/Kliniken/HNO/lehre/duale_reihe_hno-j.pdf)

- [Ross06] Ross A., Saulnier G.: *High Output Impedance Current Source.*, U.S.Patent#7,116,157, October 3, 2006.  
<http://www.rpi.edu/~newelj/eit.html>,
- [Rossbach] Rossbach H.: *HRV Manual*. Energy-Lab Technologies GmbH  
<http://www.bfcenter.co.il/articles/hrv.pdf>
- [Rothe06] Rothe Thomas: *Unterdrückung von EOG- und EKG-Störungen bei elektro- und magnetoenzephalographischen Messungen*. Großer Beleg HTWK Leipzig 2006
- [Ruhm08] Ruhm, K.H.: *Stationäre, Nichtstationäre Signale*. Internet-Portal "Wissenschaft und Technik des Messens".  
[www.mmm.ethz.ch/dok01/d0000374.pdf](http://www.mmm.ethz.ch/dok01/d0000374.pdf)
- [Rusu08] Rusu L.D., et. al.: *Heart Rate Variability Assessment – Physiological and Pathological Aspects*. 1-4244-2577-8/08/2008, IE-EE
- [Sampler57] Sampler MB, Mudaliar NA, Lele AS: *Fetal heart rate variability as an indicator of fetal status*. Postgrad Med 67 (1980) 207-10, 213-215
- [Sarna84] Sarna T., Sealy RC.: *Photoinduced oxygen consumption in melanin systems. Action spectra and quantum Yields for eumelanin and synthetic melanin*. Photochem. Photobiol. 39:69-74, 1984.
- [Sarna88] Sarna T., Swartz HM.: *The physical properties of melanins*, in "The Pigmentary System", ed. JJ Nordlund et al., Oxford University Press, 1988
- [Schaumburg92] Schaumburg H: *Sensoren*. B.G. Teubner, Stuttgart 1992
- [Schulz02] Schulz H, Horn A, Senge P, Heck H: *Intraindividuelle Variabilität von Parametern der Herzfrequenzvariabilität*. In: Hottenrott K (Hrsg.): *Herzfrequenzvariabilität im Sport*. Prävention – Rehabilitation – Training. Dvs-Schriftreihe, Bd. 129. Czwalina, Hamburg 2002, 69-75



- [Schwan57] Schwan H.: *Electrical Properties of Tissue and Cell Suspensions*. Advances in Biological and Medical Physics, 5:147209, 1957
- [Schöller94] Schöller B.: *Pulsoximetrie - Fibel*. MCC GmbH. 1994  
www.mcc-med.de
- [Segelstein81] Segelstein D. J.: *The complex refractive index of water*. University of Missouri-Kansas City, 1981
- [Sili15] Silicon Labs: *Optical Heart Rate Sensor Module with I2C Interface and HR Measurement Software.*, Si1144-AAGX Information, Silicon Laboratories Inc. 2015
- [Steiglitz65] Steiglitz K.; McBride L. F.: *A technique for the identification of linear systems*, IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-10, pp. 461–464, July 1965
- [Steinbrink2000] Steinbrink Jens: *Nahinfrarotspektroskopie am Kopf des Erwachsenen mit Pikosekunden-Zeitauflösung*. Dissertation am Fachbereich Physik der Freien Universität Berlin 2000
- [Strittmatter11] Strittmatter Beate: *EEG*. 2.Auflage, Georg Thieme Verlag, Stuttgart 2011
- [Svaasand95] Svaasand L.O.: *Tissue Parameters Determining the Visual Appearance of Normal Skin and Port-wine Stains*. Lasers in Medical Science 1995, 10:55-65
- [TEX06] TEXAS INSTRUMENTS: *INA321: micro Power, Single-Supply, CMOS Instrumentation Amplifier*. Datenblatt, Texas Instruments Incorporated, 2001
- [Thews07] Thews, Mutschler E., Schaible H.-G., Vaupel P.: *Anatomie, Physiologie, Pathophysiologie des Menschen*. Wiss. Verlagsgesellschaft mbH Stuttgart, 2007
- [Thiel15] Thiel, Robert: *Online Störunterdrückungsalgorithmus für die Pulsmessung unter Bewegung*. Bachelorarbeit, HTWK Leipzig, 2015.

- [Tietze02] Tietze U., Schenk Ch.: *Halbleiterschaltungstechnik*. 12.Auflage, Springer Berlin 2002
- [Tamura14] Tamura Toshiyo, Maeda Y., Sekine M., Yoshida M.: *Wearable Photoplethysmographic Sensors—Past and Present*. Electronics 2014, 3, 282-302; doi:10.3390/electronics3020282. 2014 ; ISSN 2079-9292; [www.mdpi.com/journal/electronics](http://www.mdpi.com/journal/electronics)
- [Tränkler07] Tränkler H.R., Kanoun O., Min M., Rist M.: *Smart sensor systems using impedance Spectroscopy*, Proceedings of the Estonian Academy of Sciences, Vol. 13, No. 4. 455-478, ISSN 1406-0175 <http://www.tu-chemnitz.de/etit/messtech/forschung/impedanz.php>
- [Unbehauen83] Unbehauen Rolf: *Systemtheorie: Eine Darstellung für Ingenieure*. Oldenbourg Wissenschaftsverlag; Auflage: 4., verb. Aufl. 1983.  
ISBN-10: 3486384546
- [Unbehauen90] Unbehauen Rolf: *Systemtheorie: Grundlagen für Ingenieure*. Oldenbourg Wissenschaftsverlag; Auflage: 5.erweiterte Auflage 1990.  
ISBN-10: 348621513-2
- [van gastel15] van gastel M.; Stuijk S.; de Haan G.: *Motion Robust Remote-PPG in Infrared*. IEEE Transactions Biomedical Engineering, Vol. 62, S.1425 ff. IEEE May 2015,
- [Visser76] Visser KR, Lamberts R, Korsten HHM, Zijlstra WG.: *Observations on blood flow related electrical impedance changes in rigid tubes*. Pflügers Arch. 1976;366:289-91.
- [VIS09] VISHAY: *High Speed Infrared Emitting Diode, 940 nm, GaAlAs Double Hetero*. Datenblatt VSMB1940X01, Vishay Intertechnology, Inc. 2009
- [VIS13] VISHAY: *Highbright 0603 ChipLED*. Datenblatt VLMS1300, Vishay Intertechnology, Inc. 2013

- [VIS15] VISHAY: *Silicon PIN Photodiode*. Datenblatt TEMD7000X01, Vishay Intertechnology, Inc. 2015
- [Vogel07] S. Vogel, M. Hülsbusch, D. Starke, S. Leonhardt: *Herzraten-Monitoring mit einem mikro-optischen In-Ohr Sensor*. In 41. Jahrestagung der Deutschen Gesellschaft für Biomedizinische Technik im VDE - BMT 2007, 26.-29.09.2007, Aachen
- [Vollmer04] P. Vollmer, P. Boll, W. Stork, N. Lutter, A. Wagner, U. Grossmann, J. Ottenbacher: *Entwicklung eines mobilen, kontinuierlichen und nicht-invasiven Blutdruckmessgerätes mit Bluetooth Datenübertragung* In Kongressbericht: Gemeinsame Jahrestagung der Deutschen, Österreichischen und Schweizer Gesellschaft für Biomedizinische Technik BMT Illmenau, 2004
- [Vollmer10] Vollmer, Achim: *Unterdrückung von Bewegungsartefakten beim Langzeitmonitoring zur Anwendung in Personal-Healthcare-Systemen*, Dissertation TU Berlin 2010
- [Vollmer10b] Vollmer, Achim: *Unterdrückung von Bewegungsartefakten in PPG-Signalen mittels Adaptive Noise Canceling*. at-Automatisierungstechnik 58 Mai 2010. S. 269...276
- [Weber12] Weber, Patrick: *Entwicklung eines störungsarmen Pulssensors für Bewegungsbedingungen*, Bachelorarbeit HTWK Leipzig, 2012
- [Wendemuth05] Wendemuth Andreas: *Grundlagen der digitalen Signalverarbeitung*. Springer, Auflage: 2005.
- [Webster97] Webster J.G.: *DESIGN OF PULSE OXIMETERS*. Taylor & Francis Group LCC, New York, 1997.
- [Webster06] Webster, J. G.: *Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation*. John Wiley & Sons, 2006
- [Weustink15] Weustink Christian: *Entwicklung eines flexiblen rauscharmen mehrkanaligen Pulssensors mit hoher räumlicher Auflösung*.

Bachelorpraxisprojekt und Bachelorarbeit, HTWK Leipzig,  
2015.

# Veröffentlichungen und Vorträge

Guttke S.: *Ausreißerresistente Messdatenfilterung*. 6. Leipzig Research Festival for Life Sciences, Postervortrag Leipzig 14.12.2007

Guttke S.: *Verfahren zur mobilen Pulsmessung unter extremen Bewegungsbedingungen mittels Impedanzmessmethode*. Vortrag zum Sommerfeld-Seminar der Arnold-Sommerfeld-Gesellschaft e.V., Leipzig 19.03.2009

Guttke S.: *Verfahren zur mobilen Pulsmessung unter extremen Bewegungsbedingungen*. Tag der Wissenschaften an der HTWK Leipzig, 27.05.2010

Guttke S., Hebestreit A.: *Temperatur-Messsonde im Rotor einer Zentrifuge*. LABO, Magazin für Labortechnik + Life Sciences, Heft 5/10, S.42. Hoppenstedt Publishing GmbH. Darmstadt 2010

Guttke S., Laukner M.: *Verfahren zur störungsarmen Erfassung der Pulsfrequenz unter extremen Bewegungsbedingungen*. Tag der Wissenschaft 2011 an der HTWK Leipzig, 15.6.2011

Guttke S., Laukner M.: *Pulsmessung unter extremen Bewegungsbedingungen*. Institut AET an der Universität Rostock, 19.7.2012

Guttke S., Laukner M.: *Messung von Puls-Signalen unter Bewegung*. Ringvorlesung Designers' Open. Universität Leipzig, 25.10.2012

Guttke S.: *Elko misst Strom*. Elektor Magazin, 46.Jahrgang, Nr. 531, März 2005, S.24. Elektor, Aachen 2015

## Konferenzbeiträge (peer reviewed)

Guttke S., Laukner M.: *Verfahren zur störungsarmen Erfassung der Pulsfrequenz unter extremen Bewegungsbedingungen*. 12. Nachwuchswissenschaftlerkonferenz mitteldeutscher Fachhochschulen, Wernigerode, 14.4.2011

Guttke S., Laukner M.: *Untersuchung und Vergleich der dynamischen Eigenschaften von Elektroden für die Pulsmessung unter Bewegungsbedingungen*. 16. Heiligenstädter Kolloquium am iba e.V., Heiligenstadt, 24.9.2012

Guttke S., Laukner M., Weber P.: *Cross sensitivity of different electrode types for impedance plethysmography under motion conditions*. 2013 J. Phys.: Conf. Ser. 434 012028 XV Int. Conf. on Electrical Bio-Impedance & XIV Conf. on Electrical Impedance Tomography. <http://iopscience.iop.org/1742-6596/434/1/012028>. 24.4.2013

Guttke S., Laukner M., Weber P.: *Flexible sensor for pulse rate measurement under moving conditions*. Biomed Tech 2014; PROCEEDINGS BMT 2014 volume 59 Number S1 S.270 ff., 2014 by Walter de Gruyter • Berlin • Boston. ISSN 0013-5585

Guttke S., Rueckerl Ch.: *Measurement system to determine the contraction time of the forearm skeletal muscle*. AMA Conferences 2015; PROCEEDINGS - AMA Conferences 2015 S.799 ff., 2015 by AMA Service GmbH • Wunstorf, Germany. ISBN 978-3-9813484-8-4, DOI 10.5162/sensor2015/P5.2

# Thesen

1. Die Erfassung der Pulsfrequenz des Menschen ist in der Medizin und beim Sport weit verbreitet. Es gibt verschiedene etablierte Messverfahren wie die Druckmessung, die Impedanzmessung und optische Messverfahren. Oft treten aber noch größere Mängel in der Signalqualität auf.
2. Die Pulsfrequenz oder Pulsrate ist eine wichtige Messgröße und gibt Auskunft über den Belastungszustand eines Menschen, Patienten oder Sportlers. Es können weitere Kenngrößen wie z.B. die Herzratenvariabilität abgeleitet werden.
3. Unter Bewegungsbedingungen haben verschiedene Verfahren zur Pulsfrequenzmessung ein unterschiedlich großes Nutzsignal-zu-Störsignalverhältnis (SNR). Die Bewegungsstörsignale können größer als das Nutzsignal sein und gleiche Frequenzen, wie das Nutzsignal enthalten. Durch quantitativen Vergleich des SNR verschiedener Messverfahren kann für einen bestimmten Messort das am besten geeignete Messverfahren ermittelt werden.
4. Optische Verfahren zur Pulsfrequenzmessung haben bei Bewegungsbedingungen ein kleines SNR im Vergleich zu den Alternativen.
5. Mit einem Remissionspulssensor lässt sich an sehr vielen Körperstellen ein Photoplethysmogramm messen. Die Auswahl des Messortes ist dadurch weniger eingeschränkt als bei einem Transmissionspulssensor.
6. Das SNR des Pulssignals ist unter anderem vom Messort abhängig. Durch Wahl eines geeigneten Messortes und Anpassung des Pulssensors an den Messort kann das SNR in Ruhe und bei Bewegung signifikant verbessert werden.
7. Die Stirn ist als Messort zur Erfassung der Pulsfrequenz unter Bewegungsbedingungen geeignet.

8. Bewegungsstörsignale sind dem Puls-Nutzsignal additiv überlagert.
9. Mit einem mehrkanaligen Sensor und einem Signalkoppelmodell kann ein Referenzsignal geschätzt werden, das mit dem Störsignal korreliert ist. Es wird kein zusätzlicher Sensor zur Messung der Bewegungsstörung benötigt.
10. In einem Photoplethysmogramm lassen sich Bewegungsstörsignale durch eine adaptive Filterung mit Hilfe eines störungskorrelierten Referenzsignals eliminieren.



# Kurzfassung der Dissertation

Gegenstand dieser Arbeit sind die Untersuchungen von den Methoden, die zur Messung der Frequenz des Herzschlages unter schwierigen Messbedingungen geeignet sind. Schwierige Bedingungen treten bei der Messung von Biosignalen immer auf, wenn sich der Proband bewegt. Das Ziel der Arbeit war die Entwicklung eines tragbaren Sensors, der im Alltag, bei der Arbeit oder beim Sport kontinuierlich und störungsarm das Pulssignal misst. Als Messort wurde die Stirn ausgewählt, weil der Sensor leicht an den Körper anzulegen sein sollte. Die Hände, Arme und Füße sollten für die Arbeit oder den Sport uneingeschränkt beweglich sein.

Die Bestimmung der Herzfrequenz oder Herzrate ist medizinisch interessant. Sie gibt Auskunft über die Belastung eines Sportlers oder eines Patienten. Aus der Herzfrequenz lassen sich weitere interessante Größen wie z.B. die Herzratenvariabilität ableiten. Die Herzfrequenz lässt sich mit verschiedenen Messmethoden bestimmen. Das Elektrokardiogramm (EKG), das Photoplethysmogramm (PPG), das Impedanzplethysmogramm (IPG) oder die Messung des Blutdruckes haben sich praktisch etabliert. Zur Messung des Brustwand-EKGs werden im Sport Brustgurte verwendet. Die Vergrößerung des Brustkorbes bei der Atmung verursacht aber Reibung des Brustgurt auf der Haut. Das verschlechtert die Akzeptanz dieser Messgeräte und die Suche nach gleichwertigen Alternativen ist Gegenstand der Forschung. In dieser Arbeit wurde zunächst untersucht, wie stark sich Bewegungsstörungen auf die Pulssignale der oben genannten verschiedenen alternativen Pulssensoren auswirken. Die Ergebnisse wurden basierend auf dem Signal zu Rauschabstand (SNR) verglichen. Als Nutzsignal wurde das Pulssignal in Ruhe und als Störsignal (Rauschen) wurden die auftretenden Bewegungsstörsignale verwendet. Es hatte sich in der Untersuchung gezeigt, dass der verwendete infrarot-optische PPG-Sensor günstige Eigenschaften hat.

Es wurde ein Signalkoppelmodell für zwei PPG-Sensoren entwickelt, das die

Entstehung von zwei PPG-Signalen ausgehend von der Kontraktion des Herzens als gemeinsame Signalquelle mit Hilfe von Übertragungsfunktionen beschreibt. Die Überlagerung von Nutzsignal- und Störsignalanteil ist in diesem Modell additiv. Die Übertragungsfunktionen sind vom Messort, der Physiologie, der Ankopplung des Sensors an den Körper und der Zeit abhängig. Daher wurde ein adaptiver Algorithmus zur Störsignalunterdrückung entwickelt, der auf die Veränderung von Systemparametern reagiert und die Filterparameter optimiert. Der Algorithmus ist in zwei Stufen aufgebaut. Die erste Stufe berechnet anhand von zwei gemessenen PPG-Signalen und zwei Übertragungsfunktionen ein mit der Störung korreliertes Referenzsignal. In der zweiten Stufe wird das Referenzsignal verwendet, um aus einem gemessenen PPG-Signal den Störsignalanteil zu entfernen.

Es wurde ein geeigneter zweikanaliger Stirnband-PPG-Sensor entwickelt, der die Modellanforderungen bestmöglich erfüllt. Eine sehr wichtige Forderung war ein hohes SNR in Ruhe. Zusätzliches mit der Störung unkorreliertes Rauschen kann nicht gefiltert werden und führt zum Versagen des Algorithmus zur Störsignalunterdrückung. Weitere wichtige Eigenschaften des Sensors waren eine hohe Ortsauflösung und ein geringes Übersprechen zwischen den zwei optischen Kanälen. Das Verhältnis aus Wechselanteil zu Gleichanteil der PPG-Signale wurde auch untersucht. Werte größer als zehn Prozent, wie in der Literatur, konnten an der Stirn nicht erreicht werden.

Das adaptive Filter wurde anhand von praxisnah simulierten Daten dimensioniert und dann anhand von am Menschen gemessenen Daten getestet. Als Ergebnis konnten große Bewegungsstörsignale, die beim seitlichen Kopfschütteln entstehen, erfolgreich gefiltert und ein PPG-Signal rekonstruiert werden.

# Abstract

The heart-rate or pulse in medicine predominantly describes the mechanical effects of cardiac actions. Especially the continuous monitoring of heart rate during physical activity is crucial. Methods as the electrocardiogram (ECG), impedance-plethysmograph (IPG), photo-plethysmograph (PPG) or blood-pressure-measurements are well suited to determine the pulse rate of the proband in rest. Usually noninvasive measurements of biomedical signals are prone to failure when the proband is in motion. The commonly used ECG-chest-strap for pulse rate measurements does not enjoy the greatest acceptance as strong breathing is the cause of friction on the skin. Signals of alternative pulse sensors are affected by movement artefacts caused by acceleration or muscle contractions. Modern wrist-heart-rate-monitors fail when tendons and muscles are used longer than ten seconds. To overcome the problems above, we aimed to develop a novel approach for an alternative heart-rate-monitor including a software-algorithm for suppressing interfering signals. At first signals of different types of sensors for heart rate measurements were compared. Hereby the signal-to-noise-ratio (SNR) was used as the indicator for objectively comparing the quality of various signals. Subsequently the SNR examination of different pulse signals influenced by motion artifacts was carried out. As a result, the optical remission-PPG-sensor showed good properties and a low SNR in motion. Secondly we designed a two-channel forehead-remission-PPG-sensor with enhanced SNR at rest to minimize uncorrelated noise. Thirdly a signal coupling model was created. By using transfer functions between 2 sensors signals an algorithm to extract the origin pulse signal from a strongly disturbed pulse signal was developed. With these measured signals it was possible to estimate the original form of the PPG-signal during movements like head shaking.

